

TREBALL FI DE GRAU

**Grau en Enginyeria Elèctrica**

**DISEÑO DEL CONTROL JERÁRQUICO EN TIEMPO DISCRETO  
DE UNA MICRORRED DC**



**Memoria**

**Autor:** Alejandro Francisco Álvarez i Farriols  
**Directors:** Eduard Bullich Massagué  
Cristian Chillón Antón  
**Convocatòria:** Juny 2020



## Resum

Els avenços tecnològics i normatius a causa de la crítica situació climàtica, venen manifestant les necessitats d'un canvi de paradigma pel que fa a la generació d'energia elèctrica. En aquesta transició, les microxarxes poden jugar un paper important.

Una microxarxa està formada per varies parts. Generalment, sol haver-hi components de generació a partir de recursos renovables, acumuladors amb la finalitat de no desaprofitar l'energia elèctrica produïda i augmentar la flexibilitat del sistema, etapes de potència que permeten annexar diferents parts de la microxarxa, altres de distribució i, finalment, el bloc del control que vetlla per l'estabilitat i sol treballar juntament amb la unitat de control central.

Tradicionalment, la generació en sistemes elèctrics es caracteritza per estar formada per sistemes amb grans inèrcies i temps de resposta relativament lents. Les comunicacions utilitzades per a governar aquests sistemes solen utilitzar senyals de control amb freqüències baixes, de l'ordre de segons. Això xoca frontalment amb les característiques intrínseques de les microxarxes, amb convertidors de potència amb baixes inèrcies i dinàmiques de l'ordre de milisegons.

Amb l'objectiu d'integrar aquestes microxarxes en aquests sistemes tradicionals, on les freqüències de les senyals de control estan molt per sota de la dinàmica de la microxarxa, aquest treball es centra en el disseny i anàlisi, en temps discret, d'un control jeràrquic per al correcte funcionament d'una microxarxa DC formada per dos nodes connectats en paral·lel. El primer nivell, el qual es coneix com a primari, s'ha utilitzat un control descentralitzat basat en *droop control* que implementa una relació directa entre la tensió del bus i la corrent que ha d'entregar el convertidor, mentre que els dos següents, el secundari i el terciari, corregeixen els nivells de tensió i la distribució de potències de cada node en funció de l'estat de la microxarxa.

Tot això, es desenvolupa a nivell teòric des del punt de vista del temps discret observant els efectes del temps de mostreig en la dinàmica del sistema, ja que la velocitat d'execució dels llaços superiors del control podria veure's limitada per la velocitat de sensat o transmissió i recepció de dades. A més, aquest estudi ve introduït per certa teoria general de les microxarxes i metodologies d'anàlisi en temps discret, i acaba amb una validació basada en simulacions sota diferents escenaris possibles que engloben el sistema al complet.

## Resumen

Los desarrollos tecnológicos y normativos a causa de la crítica situación climática, vienen poniendo de manifiesto las necesidades de un cambio de paradigma por lo que refiere a la generación de energía eléctrica. En esta transición, las microrredes pueden jugar un papel importante.

Una microrred está formada por distintas partes. Generalmente, suele haber componentes de generación a partir de recursos renovables, acumuladores con el fin de no desaprovechar la energía eléctrica producida y aumentar la flexibilidad del sistema, etapas de potencia que permitan anexar distintas partes de la microrred, otras de distribución y, finalmente, el bloque del control que vela por la estabilidad y suele trabajar juntamente con la unidad central de gestión.

De forma tradicional, la generación en sistemas eléctricos se caracteriza por estar compuesta por sistemas con grandes inercias y tiempos de respuesta relativamente lentos. Las comunicaciones utilizadas para gobernar estos sistemas suelen utilizar señales de control con frecuencias bajas, en el orden de segundos. Esto choca de manera frontal con las características intrínsecas de las microrredes, con convertidores de potencia con bajas inercias y dinámicas en el orden de los milisegundos.

Con el objetivo de integrar estas microrredes en estos sistemas tradicionales, donde las frecuencias de las señales de control están muy por debajo de la dinámica de la microrred, este trabajo se centra en el diseño y análisis, en tiempo discreto, de un control jerárquico para el correcto funcionamiento de una microrred DC formada por dos nodos conectados en paralelo. El primer nivel, el cual se conoce como primario, se ha utilizado un control descentralizado basado en *droop control* que implementa una relación directa entre la tensión del bus y la corriente que debe entregar el convertidor, mientras que los dos siguientes, secundario y terciario, corrigen los niveles de tensión y la distribución de potencias de cada nodo en función del estado de la microrred.

Todo ello, se desarrolla a nivel teórico desde el punto de vista del tiempo discreto observando los efectos del tiempo de muestreo en la dinámica del sistema, ya que la velocidad de ejecución de los lazos superiores del control podría verse limitada por la velocidad de sensado o transmisión y recepción de datos. Además, este estudio viene introducido por cierta teoría general de las microrredes y de metodologías de análisis en tiempo discreto, y termina con una validación basada en simulaciones bajo diferentes escenarios posibles que engloban el sistema al completo.

## Abstract

Technological and regulatory changes due to the climate emergency, are proof that a change of paradigm in terms of electrical energy is necessary. In this transition, microgrids have an essential role.

A microgrid is composed of several parts. Usually, there are generation units based on renewable resources, accumulators whose goal is not to waste electrical energy produced and increase the system flexibility, power stages in order to link different parts of the microgrid, and finally, a control that guarantees the system stability and works together with the central management unit.

Traditionally, generation in electrical systems is characterised by being composed of high inertia systems and significant response times. The communications used to manage these systems usually have low-frequency control signals, in the order of seconds. This fact collides frontally with the microgrid intrinsic characteristics, with low inertia power converters and fast dynamics responses, in the order of milliseconds.

To integrate microgrids within these traditional systems, whose control signal frequencies rates are far below from the microgrid dynamics, this thesis is focused on the design and analysis, in discrete time, of the hierarchical control of a DC microgrid composed of two nodes connected in parallel. The first level, which is known as primary, is a decentralised control based on droop control which implements a direct relation between the DC line voltage and the converters current setpoints. On the other hand, there is a secondary and a tertiary control level, whose function is the correction of the microgrid voltage levels and the power distribution between nodes depending on the microgrid state.

The mentioned above is studied at a theoretical level from the discrete-time point of view analysing the sampling time effects on the system dynamics. It is considered the effects of the execution rate of the upper control loops that could be limited by the sampling speed or the data acquisition rate. Also, this study introduces a general view of microgrids theory and discrete-time analysis methodologies and finishes with the validation of the designed microgrid based on simulations under different possible scenarios which affect the whole system.

## Agraïments

Durant l'etapa de realització del projecte he tingut la sort de comptar amb l'ajut de moltes persones, les quals d'una forma o altra han fet que aquest projecte anés endavant.

En primer lloc, m'agradaria agrair al centre de recerca i transferència tecnològica CITCEA-UPC i, principalment, al departament de mecatrònica. En particular, voldria destacar la figura d'en Cristian Chillón i en Daniel Heredero, per la seva tutorització, ajuda i suport tècnic, que han facilitat la meua productivitat. Seguidament, m'agradaria destacar la d'en Lucas Bouzón, amb qui des de fa uns anys venim sent grans amics i ara, companys de feina, va ser qui va assentar les bases d'aquest treball amb el seu TFM. Tampoc vull oblidar-me de l'Eduard Bullich, qui sent membre de CITCEA-UPC i professor de la EEBE va acceptar representar el meu treball per part de la universitat després d'una convulsa situació marcada per la Covid-19. Finalment, tot això no hagués estat possible sense en Daniel Montesinos, qui va mostrar interès des d'un inici i va acceptar que representés CITCEA-UPC en aquest TFG.

M'agradaria dedicar unes paraules a en José Matas, qui va despertar-me l'interès en aquest àmbit a través de l'assignatura de Teoria de Control i, posteriorment, va acceptar la tutorització del meu treball en representació a la EEBE. Malauradament, a mig termini va causar baixa per la Covid-19.

Per últim, vull agrair el recolzament de la meua família, amics i companys que he tingut una mica "abandonats" i, sobretot, a la Paula García per acompanyar-me els últims dos anys del grau.



# Índice

<b>RESUM</b>	<b>I</b>
<b>RESUMEN</b>	<b>II</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>III</b>
<b>AGRAÏMENTS</b>	<b>IV</b>
<b>1. PREFACIO</b>	<b>1</b>
<b>2. INTRODUCCIÓN</b>	<b>3</b>
2.1. Objetivos y alcance del trabajo .....	4
<b>3. MICRORREDES</b>	<b>7</b>
3.1. Introducción a las microrredes.....	7
3.1. Introducción al control interno de los convertidores de potencia .....	10
<b>4. TEORÍA DE CONTROL DISCRETO</b>	<b>12</b>
4.1. Introducción al control discreto .....	12
4.1.1. Señales continuas y discretas .....	12
4.2. La transformada Z.....	14
4.3. El método de la transformada Z. La transformada de Laplace muestreada .....	16
4.3.1. El muestreador. Muestreo mediante impulsos.....	17
4.3.2. El retenedor de orden 0.....	20
4.3.3. Conclusiones de la transformada de Laplace muestreada mediante impulsos ..	24
4.4. Análisis de estabilidad .....	26
4.4.1. El lugar de las raíces discreto. Mapeo del plano S al plano Z.....	27
4.4.1. El tiempo de muestreo .....	29
4.4.2. Ecuaciones características de primer y segundo orden .....	29
4.5. Discretización de reguladores convencionales .....	30
4.5.1. Aproximaciones matemáticas. Transformada bilineal o método Tustin .....	30
4.5.2. Discretización de la parte integral .....	32
<b>5. DISEÑO DEL CONTROL DE LA MICRORRED DC</b>	<b>36</b>
5.1. Microrred DC de estudio .....	36
5.1.1. Características de los componentes de la microrred .....	37
5.1.2. Control jerárquico de la microrred DC .....	38
5.2. Control primario .....	39



5.2.1.	Concepto teórico .....	39
5.2.2.	Caracterización de la planta del <i>Dual Active Bridge</i> .....	42
5.2.3.	Límites del control primario .....	43
5.2.4.	Referencia al análisis en tiempo continuo .....	45
5.2.5.	Discretización y análisis en tiempo discreto .....	48
5.2.6.	Efecto del tiempo de muestreo en la respuesta .....	53
5.2.7.	Respuesta del primario frente a perturbaciones .....	55
5.3.	Control secundario.....	60
5.3.1.	Concepto teórico .....	60
5.3.2.	Discretización y análisis en tiempo discreto, $T = 1/40k$ s.....	61
5.3.3.	Respuesta del secundario frente a perturbaciones.....	70
5.3.4.	Discretización y análisis en tiempo discreto, $T = 100$ ms.....	73
5.4.	Control terciario .....	79
5.4.1.	Concepto teórico .....	79
5.4.2.	Discretización y análisis en tiempo discreto, $T = 1/40k$ s.....	80
5.4.3.	Discretización y análisis en tiempo discreto, $T = 100$ ms.....	85
<b>6.</b>	<b>VALIDACIÓN DEL DISEÑO .....</b>	<b>88</b>
6.1.	Simulación del sistema completo.....	89
6.1.1.	Hipótesis en la modelización de convertidores .....	89
6.1.2.	Bloques del sistema en <i>Simscape</i> .....	89
6.1.3.	Presentación de los bloques de simulaciones .....	93
6.1.4.	Resultados para el secundario y terciario a $T = 1/40k$ .....	93
6.1.5.	Resultados para el secundario y terciario a $T = 100$ ms.....	96
6.1.6.	Conclusiones de los resultados obtenidos.....	99
<b>7.</b>	<b>IMPACTO AMBIENTAL .....</b>	<b>101</b>
	<b>CONCLUSIONES Y FUTURAS PROPUESTAS .....</b>	<b>103</b>
	<b>PRESUPUESTO .....</b>	<b>105</b>
	<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>107</b>



## 1. Prefacio

El planteamiento de este proyecto surgió a partir del TFM realizado por un compañero del departamento de mecatrónica de CITCEA-UPC. En éste, se estudiaba un control jerárquico para una microrred DC, la cual forma parte de un proyecto H2020 europeo llamado RESOLVD. Las metodologías usadas para el diseño fueron las de sistemas de control en tiempo continuo y los resultados obtenidos fueron discretizados mediante aproximaciones para su implementación en un sistema cerrado, donde todos los elementos, microcontrolador y medidas, funcionaban a una frecuencia de 40 kHz.

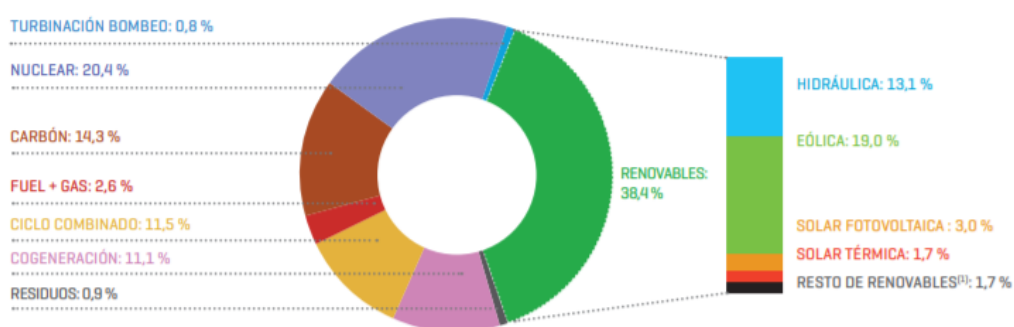
Por otra parte, cabe mencionar que, en una microrred habitual, los dos niveles de control superiores suelen ejecutarse de forma centralizada, lo que implica una limitación de la velocidad de muestreo debido a la dependencia de protocolos de comunicación. Este hecho supone un reto para mantener las prestaciones dinámicas de la microrred.

Si a todo ello se le sumaba mi deseo de profundizar en la teoría de control, se reunían un seguido de situaciones que permitirían darle otro punto de vista al análisis previo analizándolo a partir de la teoría de sistemas de control en tiempo discreto y observando el efecto del tiempo de muestreo en las constantes resultantes.

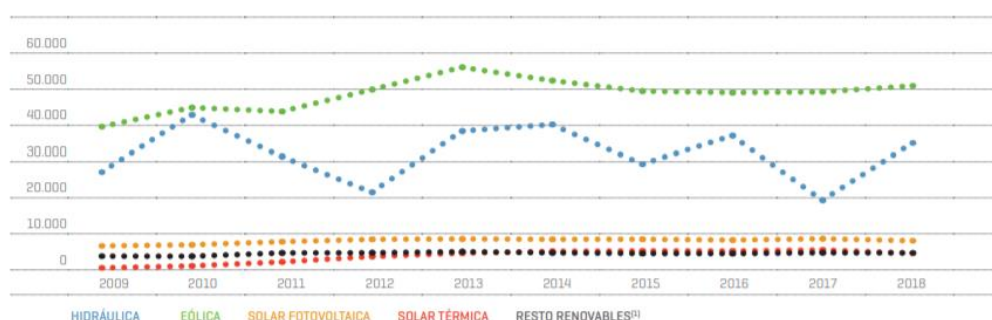


## 2. Introducción

Hoy en día, la generación de energía eléctrica mediante combustibles no renovables, entre ellos los fósiles, representa la mayoría de la producción total del país. La obtención de energía a partir de estas materias supone uno de los principales emisores de gases de efecto invernadero, los cuales deben reducirse drásticamente para cumplir con los objetivos establecidos en el Acuerdo de París, en términos de emisión de CO<sub>2</sub> y reducción de la temperatura global del planeta. Actualmente, según [1], España solo cuenta con un 38,4% de la producción total del país proveniente de fuentes renovables (Figura 1) aunque su evolución viene aumentando lentamente desde los últimos años (Figura 2).



**Figura 1** Estructura de generación de energía eléctrica del sistema nacional el año 2018. (Fuente: [1])



**Figura 2** Evolución de la generación de energía renovable en España en [GWh]. (Fuente: [1])

El Acuerdo de París [2] de 2015, junto con a la COP25 [3] celebrada en Madrid el 2019, reúnen varios compromisos por parte de todos los estados miembros, algunos de los cuales se detallan a continuación:

- El objetivo a largo plazo consiste en que el incremento de la temperatura media del planeta se mantenga por debajo de los 2°C respecto a los niveles preindustriales, con el objetivo que

el calentamiento global no supere los 1,5°C, ya que de esta forma se reducirían los riesgos y el impacto del cambio climático.

- En segundo lugar, lograr el compromiso de las partes para reducir las emisiones globales de gases de efecto invernadero un 50% en 2030 (el Acuerdo de París establecía un 45%) con respecto 1990, con un objetivo de cero emisiones para 2050.
- Finalmente, otro desafío tenía que ver con la necesidad de garantizar una transición energética e industrial justa que protegiese los derechos de los colectivos más vulnerables. Puesto que el objetivo de caminar hacia una economía neutra en emisiones es alcanzar la justicia y equidad en el acceso, uso y disfrute de nuestros recursos naturales, era preciso lograr compromisos sobre justicia ambiental y social.

La transición del modelo de gestión energética actual a otro caracterizado por las energías renovables debe realizarse de forma progresiva y garantizando en todo momento la cobertura de la demanda por parte de los consumidores. En este nuevo escenario, aparecen actores relacionados con la movilidad sostenible basada en vehículos eléctricos y el aumento de la infraestructura pública de transporte o en priorizar la generación y participación de las energías renovables en el mercado eléctrico.

Asimismo, aparece el concepto de las microrredes. Éstas, se conciben como sistemas capaces de generar energía eléctrica, almacenarla y suministrarla de forma local mejorando la eficiencia del sistema, básicamente. Por tanto, las microrredes se presentan como una alternativa a tener en cuenta, siempre y cuando exista un mercado liberalizado y un marco normativo favorable.

Los componentes que formen una microrred vendrán determinados por el propósito de esta e incluso las condiciones geográficas donde se encuentre. La microrred que se tratará en este trabajo tendrá dos nodos, utilizando baterías de tecnologías diferentes, conectados en paralelo. La función principal del sistema será dar soporte a la red principal en caso de variaciones inesperadas en el consumo suministrando energía desde las baterías con el objetivo de que las empresas comercializadoras puedan ahorrar dinero evitando compras imprevistas durante el día.

## 2.1. Objetivos y alcance del trabajo

En resumen, las microrredes son sistemas de generación, gestión y distribución de energía eléctrica. De entre todas las partes que forman una microrred, el trabajo se centrará en la etapa del control y tendrá como principal objetivo, el diseño y simulación de un control jerárquico en tiempo discreto para obtener una dinámica acorde al comportamiento deseado independientemente del tiempo de discretización.

El núcleo del trabajo estará dividido en tres grandes bloques, los cuales se presentan a continuación:

### ***Marco teórico***

---

Los capítulos (3) y (4) pondrán en contexto el trabajo explicando aspectos generales de las microrredes y se presentarán las metodologías de la teoría de control discreto que permitirán el diseño y análisis de los diferentes niveles jerárquicos del control, respectivamente.

### ***Diseño de los controladores***

---

En segundo lugar, en el capítulo (5) se presentará la microrred de estudio y los componentes que la caracterizan con sus especificaciones. Asimismo, se irán explicando las funcionalidades de los distintos niveles del control seguidos de los cálculos de los parámetros que permitirán alcanzar el comportamiento deseado. Además, para los dos niveles de control superiores, se realizarán dos estudios correspondientes a dos tiempos de muestreo distintos con el objetivo de comprobar la afectación del tiempo de discretización respecto a la dinámica y estabilidad del sistema.

### ***Resultados***

---

Finalmente, en el capítulo (6), mediante la herramienta *Simscape* se simulará todo el sistema bajo ciertas situaciones posibles con el objetivo de validar que el sistema se comporta de la forma esperada.





## 3. Microrredes

### 3.1. Introducción a las microrredes

Las microrredes se presentan como un nuevo concepto para la integración de los recursos renovables en la distribución de energía. Según [4], *“una microrred es un grupo de cargas y recursos de energía distribuidos (DERs) interconectados con un sistema eléctrico claramente definido, mediante convertidores de potencia, y que actúan como una única entidad controlable, respetando la red teniendo la posibilidad de conectarse y desconectarse según su modo de funcionamiento”*.

#### ***Ventajas de las microrredes***

---

Las microrredes vienen despertando interés durante los últimos años por los beneficios que aportan a los consumidores de electricidad y operadores de redes eléctricas [5] [6]. Algunos de ellos se resumen a continuación:

- Suministro de energía eficiente a bajo coste y de calidad.
- Mejoran la operación y estabilidad de la red eléctrica.
- Optimizan la congestión de la red y pueden dar soporte a los picos de carga.
- Tienen una buena eficiencia energética, ya que reducen las pérdidas con redes de distribución localizadas y de poca distancia.
- La forma de generar energía eléctrica puede estar basada exclusivamente por recursos renovables que no producen emisiones de gases de efecto invernadero.
- Es una solución energética para aquellas zonas rurales más desfavorecidas, pero que si disponen de recursos renovables por su geolocalización.

#### ***Modos de funcionamiento de las microrredes***

---

El Punto de Interconexión o POI marca la frontera entre la red principal y las microrredes. En función del estado de este, se pueden distinguir dos modos de operación [7] [8].

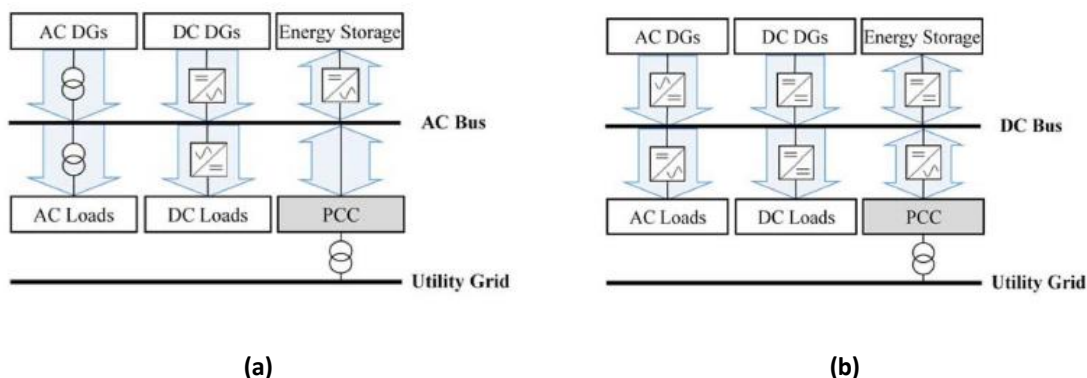
- **Modo conectado a red:** Cuando una microrred trabaja en este modo de operación existe una conexión física entre esta y la red principal. La microrred debe ser capaz de controlar flujos de potencia bidireccionales, a la vez que supervisa sus recursos y cargas.
- **Modo isla:** Una de las principales ventajas de las microrredes es la capacidad que tienen éstas de desconectarse de la red principal de distribución en presencia de fallos, fluctuaciones de voltaje o necesidad de mantenimiento, por ejemplo.

Esta desconexión reduce la microrred a una “isla” formada por los DERs y las cargas siendo una garantía para el consumidor en términos de fiabilidad del suministro eléctrico. En este caso, al menos uno de los convertidores de la microrred debe imponer las referencias de tensión y/o frecuencia al estar desconectados de la red principal.

### **Clasificación según la naturaleza de la tensión de operación**

La elección del tipo de corriente (AC o DC) que se utilice para el funcionamiento del sistema, depende exclusivamente de los DERs y cargas que se instalen en la microrred. Mientras que la generación fotovoltaica y las baterías funcionan en DC, otras tecnologías, como son los grupos electrógenos o la mini eólica, producen en AC [9]. Los convertidores de potencia DC/AC bidireccionales permitirán interconectar un bus DC con otro AC. Por tanto, las microrredes pueden clasificarse según la naturaleza de la tensión del bus o línea de distribución principal:

- En las **microrredes AC** todos los DERs y las cargas están conectadas, directamente o mediante convertidores, en función de su naturaleza eléctrica, a un bus o línea de distribución AC común, tal y como muestra la (Figura 3a). En ellas, tienen una gran importancia los inversores DC/AC y rectificadores AC/DC, gracias a los cuales se pueden conectar acumuladores de energía o cargas DC al mismo bus.
- La (Figura 3b) muestra un esquema general de una **microrred DC**, en la cual todos los DERs y las cargas están conectadas, de forma directa o gracias a los convertidores de potencia, según su naturaleza eléctrica, a un bus DC común. En esta tipología de microrred se suman los convertidores DC/DC para adaptar los niveles de tensión de todos los DERs y cargas de corriente continua.
- Finalmente, se entiende por una **microrred híbrida**, aquella que cuenta con un bus DC y un AC conectados por un inversor/rectificador que permite el flujo de potencia en ambos sentidos.



**Figura 3 (a)** Estructura general de una microrred AC. **(b)** Estructura general de una microrred DC. (Fuente:[10])

Finalmente, en [10] [11], se discuten las ventajas y desventajas de las microrredes AC y DC, algunas de las cuales se detallan a continuación:

- Las microrredes DC ofrecen mayor eficiencia debido a la reducción de pérdidas por la reducción de convertidores múltiples usados para las cargas DC.
- Las microrredes DC ofrecen una mejor integración con varios DERs y sistemas de almacenamiento de energía.
- El voltaje en las microrredes DC es la única variable a controlar. El hecho de no tener que controlar la frecuencia reduce las pérdidas provocadas por la transmisión de potencia reactiva.
- La tensión en las microrredes AC puede ser aumentada o disminuida fácilmente con el uso de transformadores.
- Los sistemas de protección AC han sido más estudiados a lo largo de la historia que los DC.

### ***Tipos de regulación primaria de una microrred***

---

Los tipos de control más habituales en las microrredes pueden clasificarse en dos grandes grupos [12]:

#### **1. Técnicas de control centralizado**

Las técnicas de control centralizado, las cuales funcionan mediante protocolos de comunicación, tienen la capacidad de alcanzar una gran precisión en la regulación de las variables de control y un adecuado reparto de potencias gracias a algoritmos complejos. Además, tienen la capacidad de corregir desviaciones y su implementación suele ser más simple al reducir el nivel de lazos de control anidados. Por el contrario, la dependencia de comunicaciones puede resultar un inconveniente sobre la fiabilidad del sistema, ya que un fallo en la transmisión o en la recepción de datos comportaría un aislamiento total de un nodo, por ejemplo. Por otra parte, la mayor probabilidad de interferencias en largas distancias de las líneas de comunicación también debe tenerse en cuenta.

En [13], se explican algunas tipologías de control basadas en comunicaciones como el control Maestro/Eslavo.

#### **2. Técnicas de control descentralizado**

Las técnicas de control descentralizado se caracterizan por tener una regulación primaria implementada de forma local en cada convertidor [14]. Estas, corrigen los inconvenientes de las anteriores con independencia de comunicaciones digitales, aunque presentan limitaciones a tener en cuenta.

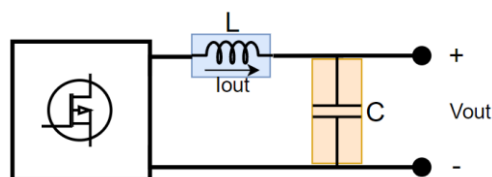
El control *droop* [15], cuyo principio de funcionamiento será tratado más adelante, es uno de los tipos de control descentralizado más utilizados por la capacidad de coordinar múltiples convertidores conectados en paralelo [16].

Una de las claves es su eficacia a la hora de caracterizar los comportamientos de los convertidores mediante curvas V-I en redes DC e impedancias virtuales [17]. Además, la técnica de control *droop* puede aplicarse tanto en redes AC como DC. Monitorizando la frecuencia o la tensión nominal del bus, respectivamente, se controlará la potencia entregada por cada convertidor. Por el contrario, también tiene ciertas limitaciones a considerar, de las cuales cabe destacar la imposibilidad de compartir información útil con los demás nodos o bien, la dependencia total de la precisión de los sensores de medición para el correcto funcionamiento de la microrred o la incapacidad de corregir errores en estado estacionario. Por este último motivo, este tipo de regulación primaria suele estar acompañado de otros niveles superiores de control.

### 3.1. Introducción al control interno de los convertidores de potencia

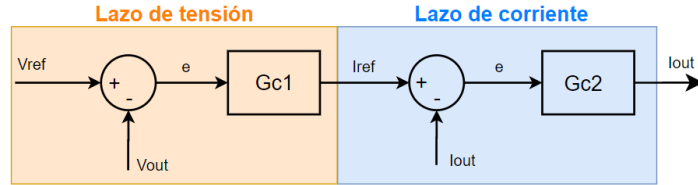
Un convertidor de potencia tiene como principal tarea el proceso y control del flujo de energía eléctrica entre dos fuentes (generador o carga) de naturalezas eléctricas distintas de forma óptima. Generalmente, cuentan con filtros pasivos en la salida para reducir rizados de corriente y voltaje originados en las etapas de conmutación. Estos filtros pasivos pueden estar compuestos por inductancias (L) o capacitancias (C) (Figura 4).

Un condensador se caracteriza como una fuente de tensión, ya que una variación de voltaje en sus terminales supone un instantáneo cambio en su carga. De forma semejante, un inductor reacciona al instante a una variación en la corriente que lo atraviesa [18]. Si se combinan ambos (Figura 4), puede decirse que la dinámica de la corriente de salida vendrá dada por la variación  $\frac{di_L}{dt}$ , mientras que la de tensión vendrá dada por  $\frac{dv_C}{dt}$ .



**Figura 4** Filtro de salida de un convertidor. (Fuente: Propia)

Por lo tanto, los lazos internos de control de los convertidores pueden monitorizar  $I_{out}$  y  $V_C \cong V_{out}$ , ya que de esta forma controlan la corriente y la tensión de salida del convertidor, respectivamente. Estos, suelen plantearse en forma de cascada (Figura 5).



**Figura 5** Lazos internos de control de un convertidor. (Fuente: Propia)

En el presente trabajo el lazo externo de tensión  $Gc_1$  corresponde al primario media un *control droop* y el de corriente es un lazo que se sintetiza tal y como se explica en (5.2.2) con el objetivo de simplificar las ecuaciones del sistema.

## 4. Teoría de control discreto

### 4.1. Introducción al control discreto

Una de las claves para entender los análisis de sistemas en tiempo discreto es el creciente uso de microcontroladores ( $\mu C$ ) como herramientas para la implementación de los lazos de control. Éstos, trabajan en un entorno digital, en el cual únicamente son capaces de procesar señales discretas. Aun así, la gran mayoría de plantas a controlar formarán parte del dominio continuo. De aquí, surge la terminología de sistemas híbridos, la cual será entendida con más detalle en siguientes apartados.

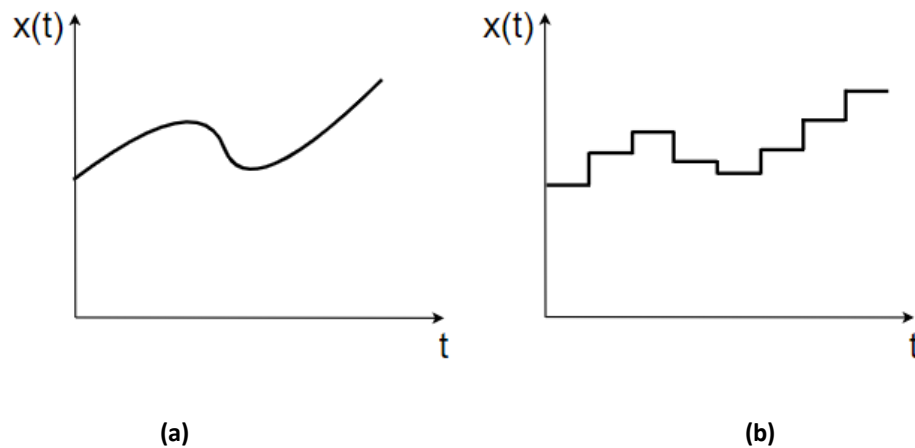
El aumento del uso de microcontroladores para la realización de tareas de control es debido a que estos proporcionan una serie de ventajas respecto a los controles formados por componentes eléctricos pasivos. Algunas de estas, se detallan a continuación:

- Capacidad en la toma de decisiones.
- Flexibilidad en los programas de control.
- Facilidad de resintonización.
- Fácil reparación en caso de falla.
- Bajo coste de los microcontroladores.

#### 4.1.1. Señales continuas y discretas

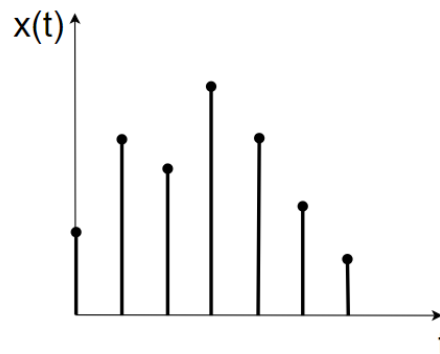
Existen muchas formas válidas de clasificar y definir una señal. Aun así, en este trabajo se tratará en especial la distinción entre una señal continua y una discreta. Formalmente, hay matices que diferencian una señal analógica y una continua, así como sucede entre una digital y una discreta. Con el objetivo de simplificar la literatura del trabajo que sigue, se tratarán las respectivas clasificaciones como sinónimas. Dicho de otra forma, será equivalente hablar de señales analógicas y continuas, así como de digitales y discretas.

- Una **señal en tiempo continuo** es aquella que su amplitud adopta un valor concreto en todo su dominio temporal, el cual puede ser o no finito. La amplitud de esta puede tener un intervalo continuo de valores o solamente un número finito de valores distintos. A continuación, se muestran un par de ejemplos de señales continuas (Figura 6):



**Figura 6** Ejemplos de señales continuas. **(a)** Señal continua clásica. **(b)** Señal discreta retenida. (Fuente: Propia)

- Por el contrario, una **señal en tiempo discreto** es una señal definida sólo en valores discretos de tiempo. Es decir, aquellos en los que el tiempo está cuantificado, en los cuales la amplitud adopta un valor concreto. A continuación, se muestra un ejemplo (Figura 7):



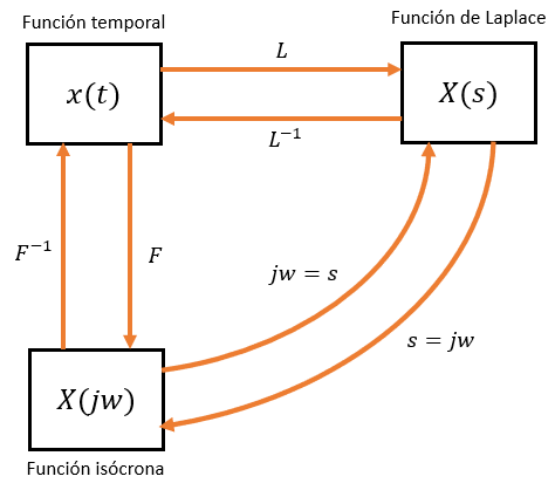
**Figura 7** Ejemplo de una señal discreta. (Fuente: Propia)

Así pues, la diferencia entre los sistemas de control en tiempo continuo y discreto es que, en estos últimos, una o más de las variables pueden cambiar sólo en valores discretos de tiempo. Estos instantes, los que se denotarán mediante  $kT$  ( $k = 1, 2, \dots$  y  $T = \text{tiempo muestreo}$ ), pueden especificar los tiempos en los que se lleva a cabo alguna medición de tiempo físico o los tiempos en los cuales se extraen los datos de la memoria de una computadora digital, por ejemplo.

Los sistemas en tiempo continuo, cuyas señales son continuas en el tiempo, se pueden describir mediante ecuaciones diferenciales. Los sistemas en tiempo discreto, los cuales involucran señales de datos muestreados o señales digitales y posiblemente otras continuas, también se pueden describir mediante ecuaciones en diferencias después de la apropiada discretización de las señales en tiempo continuo. Este proceso puede realizarse a través de dos caminos distintos, los cuales se definen en los dos siguientes capítulos (4.2) (4.3).

## 4.2. La transformada Z

A lo largo del tiempo se han ido desarrollando herramientas matemáticas, las cuales permitan simplificar los análisis de los diseños. Generalmente, éstas han adoptado la palabra de “transformada” para definirse, ya que en definitiva modifican una expresión matemática trasladándola a otro dominio para ser analizada de forma más simple. Ejemplos de ello son: la transformada de Laplace o la de Fourier, cuya aplicación nos permite las siguientes traslaciones (Figura 8):



**Figura 8** Cambios de dominio a partir de las Transformadas de Laplace y Fourier. (Fuente: Propia)

Así pues, la transformada Z (TZ) no será una excepción. Ésta, es una herramienta matemática ampliamente usada en el análisis y diseño de sistemas de control en tiempo discreto y su funcionalidad puede equipararse a la que tiene la de Laplace en sistemas de tiempo continuo.

En sistemas de control en tiempo discreto, una ecuación caracteriza la dinámica del sistema. Para determinar la respuesta del sistema ante una entrada dada, se debe resolver dicha ecuación. Con el método de la transformada Z, las soluciones a las ecuaciones en diferencias se convierten en un problema algebraico simplificando así, su estudio.

Anteriormente, se ha definido una señal en tiempo discreto como una sucesión de muestras cuantificadas en instantes de tiempo dependientes de un período de muestreo. Por tanto, la TZ permite convertir una función muestreada en el tiempo  $x(kT)$  (resultado de convertir una señal  $x(t)$  por un *Analog to Digital Converter* (ADC)), para tiempos generalmente positivos, a una expresión que simplifica el análisis y tiene por definición (Ec. 1):

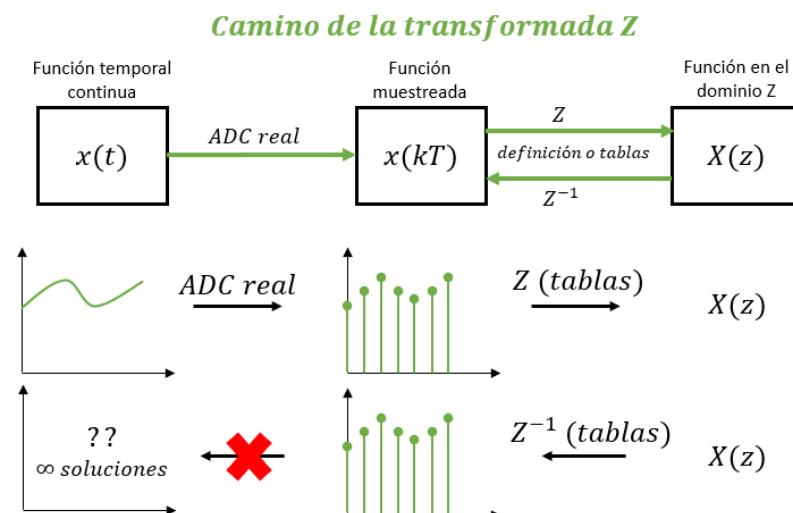
$$X(z) = Z[x(kT)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \cdot z^{-k} \quad (\text{Ec. 1})$$



Tal y como sucede con la transformada de Laplace, ciertas expresiones han sido tabuladas para disponer de una transformación directa desde la función original  $x(t)$ , pasando por una muestreada  $x(kT)$ , al dominio de la Z y su inversa. Además, también existen propiedades y teoremas importantes. Todo ello se explica en el segundo capítulo de [19].

Cabe destacar que existen dos vías alternativas para obtener una función en el dominio Z y el camino de la transformada Z representa uno de ellos. Aun así, es importante remarcar las siguientes consideraciones:

- Un ADC o convertidor analógico-digital es un dispositivo que convierte una señal analógica en una digital, usualmente codificada numéricamente. Dicha conversión no deja de ser una aproximación, ya que la señal analógica puede adoptar un número infinito de valores, mientras que las muestras cuantificadas y codificadas que se pueden obtener gracias al ADC, vendrán limitadas por las características (resolución, frecuencia, etc.) de este.
- La obtención de una expresión algebraica en el dominio Z a partir de la respectiva en el dominio temporal y usando la TZ, se considerará un camino semi bidireccional. Es decir, debido a que esta transformada se aplica a partir de una señal muestreada, la cual es el resultado de hacer pasar una función  $x(t)$  por un ADC, es en este proceso donde se pierde la información original entre las muestras. Por tanto, se podrá muestrear una señal continua para aplicarle el cambio de dominio, pero al pretender reconstruir el camino, la señal  $x(t)$  inicial no podrá ser recuperada en su totalidad, sino que se quedará en  $x(kT)$  por falta de información. Este concepto, se representa a continuación (Figura 9):



**Figura 9** Camino de la transformada Z. (Fuente: Propia)

El hecho explicado en el punto anterior denota un gran problema en el desarrollo de los sistemas de control en tiempo discreto, ya que la mayoría de las plantas a controlar vivirán en el dominio del tiempo y requerirán de señales continuas. Es por ello, que no se les puede aplicar una función muestreada  $x(kT)$  de entrada porque durante los intervalos de tiempo dónde la señal será inexistente podría perderse el control del sistema. Por esta razón, se desarrolló el camino explicado en el siguiente capítulo (4.3), el cual viene a solucionar dicho problema.

Como conclusión, la TZ puede resultar una herramienta muy potente a la hora de analizar sistemas de control discretos, pero, por el momento, es inaplicable al no poder recuperar una señal continua necesaria para el correcto control de la planta un sistema.

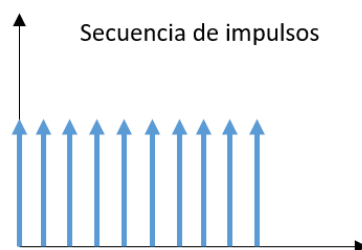
### 4.3. El método de la transformada Z. La transformada de Laplace muestreada

Debido a la necesidad de analizar las respuestas de los sistemas en el dominio del tiempo y así, poder observar si el control desarrollado cumple con las expectativas preliminares, se ha estudiado un camino alternativo al explicado en el capítulo anterior. Este método, estar basado en la función delta de Kronecker [20] tiene como objetivo la obtención de una señal continua  $x^*(t)$ , a partir de una  $x(t)$ , mediante un muestreo ideal y la retención de datos en su camino de recuperación.

En resumen, la función delta de Kronecker define una secuencia de impulsos. Un impulso es un concepto matemático de amplitud infinita y duración nula en su límite tendiendo a cero. Así pues, aplicando este concepto, da como resultado una secuencia de impulsos de amplitud infinita en cada punto infinitesimal de tiempo.

La representación gráfica de dichos impulsos de amplitud infinita y tiempo nulo se hace con flechas (Figura 10) y la función matemática que los define es (Ec. 2):

$$\delta_T(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (\text{Ec. 2})$$



**Figura 10** Representación de la delta de Kronecker. (Fuente: Propia)

#### 4.3.1. El muestreador. Muestreo mediante impulsos

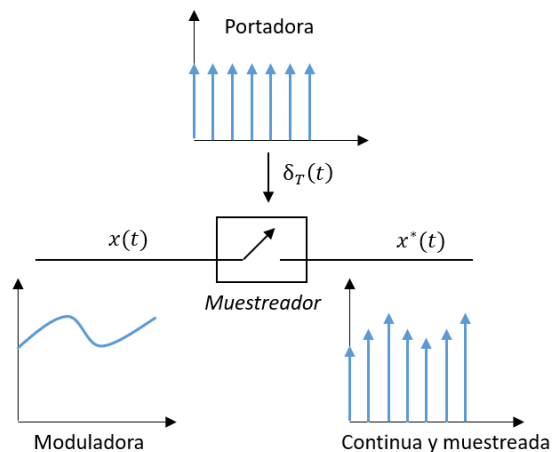
El muestreo es un proceso, el cual reemplaza una señal definida en todo su dominio temporal por una secuencia de valores en puntos discretos de tiempo y cuantificados. Anteriormente, se ha hablado del ADC como medio de obtención de una señal muestreada  $x(kT)$  a partir de una señal  $x(t)$  mediante la transformada Z y de las limitaciones que supone ese camino. Por este motivo, nace el concepto del muestreo mediante impulsos.

Esta forma de muestrear está basada en convenciones matemáticas, las cuales no representan la realidad, sino que facilitan la aplicación de metodologías de análisis matemático. Así pues, si se multiplica una función continua por la secuencia de impulsos definida por la delta de Kronecker, se obtiene un tren de impulsos muestreado y cuantificado según  $x(t)$  en cada punto infinitesimal de tiempo (Figura 11). Dicha función obtenida  $x^*(t)$  se define como una función:

- Temporal, ya que está representada en el dominio del tiempo.
- Continua porque el muestreo ficticio se ha realizado en instantes infinitesimales de tiempo evitando la pérdida de información. Está cuantificada en cada punto.
- Muestreada, ya que, al fin y al cabo,  $x(t)$  ha sido multiplicada por una secuencia de impulsos.

La ecuación matemática que define dicha función es la siguiente (Ec. 3):

$$x^*(t) = x(t) \cdot \delta_T(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - kT) \quad (\text{Ec. 3})$$



**Figura 11** Representación de la obtención de una señal continua y muestreada a través un muestreador mediante impulsos. (Fuente: Propia)

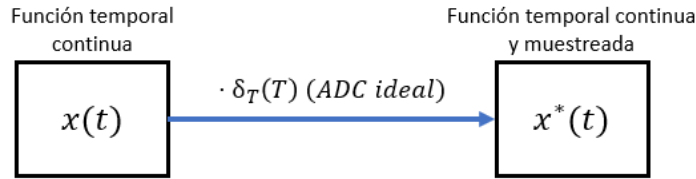
Una forma sencilla de entender un muestreador mediante impulsos es definiéndolo como un modelo ideal de un convertidor analógico-digital, el cual no se ve limitado por sus prestaciones, sino que es capaz de muestrear en cada punto de forma infinitesimal.

Aun así, debe demostrarse por qué este método matemático puede ser usado como vía alternativa al de la transformada Z explicada previamente. Esto, se demuestra a continuación:

Tal y como se ha mencionado, la función  $x^*(t)$  puede definirse como (Ec. 4) y se obtiene como se muestra en la (Figura 12):

$$x^*(t) = x(t) \cdot \delta_T(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - kT) \quad (\text{Ec. 4})$$

### *Muestreo matemático o ficticio*



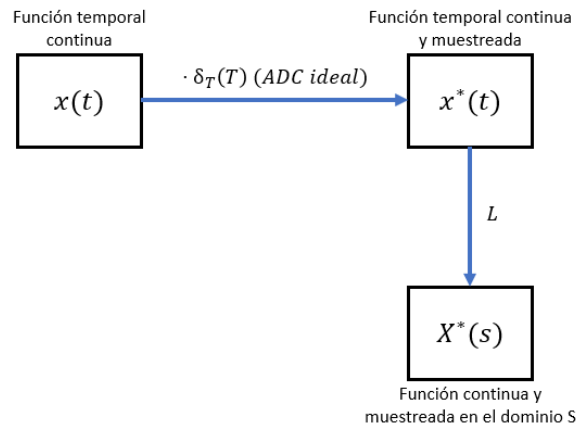
**Figura 12** Obtención de una función temporal, continua y muestreada. (Fuente: Propia)

Teniendo en cuenta que,  $x^*(t)$  puede considerarse una función continua por estar cuantificada en cada infinitesimal de tiempo, se le puede aplicar la transformada de Laplace. De este modo, se obtiene la siguiente expresión (Ec. 5):

$$\begin{aligned} X^*(s) &= L[x^*(t)] \\ &= x(0)L[\delta(t)] + x(T)L[\delta(t - T)] + x(2T)L[\delta(t - 2T)] + \dots \\ &+ x(0) + x(T)e^{-Ts} + x(2T)e^{-Ts} + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \cdot e^{(-kTs)} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 5})$$

La función  $X^*(s)$  se considera una función continua y muestreada en el dominio S. Siguiendo con el esquema (Figura 12), se obtiene (Figura 13):

### *Muestreo matemático o ficticio*



**Figura 13** Obtención de una función continua y muestreada en el dominio S. (Fuente: Propia)

En paralelo, cabe recordar la definición de la transformada Z (Ec. 6).

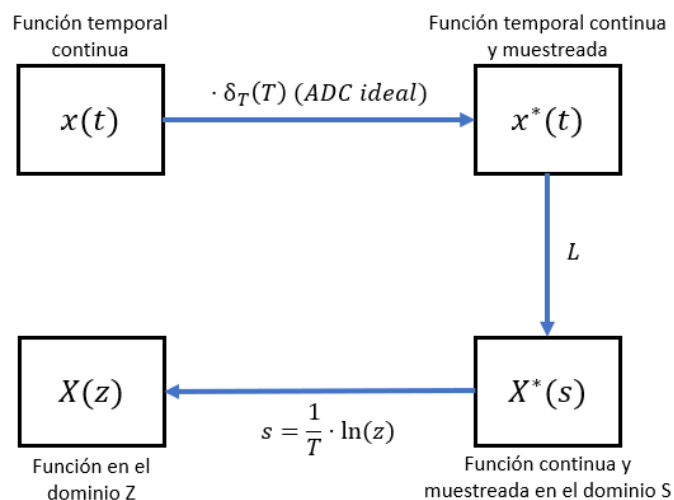
$$X(z) = Z[x(kT)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \cdot z^{-k} \quad (\text{Ec. 6})$$

Si se observan detenidamente las expresiones (Ec. 5) y (Ec. 6), se puede afirmar que guardan cierta similitud hasta el punto de concluir lo siguiente (Ec. 7):

$$Z[x(kT)] = L[x^*(t)] \Big|_{s=\left(\frac{1}{T}\right) \cdot \ln(z)} \rightarrow X(z) = X^*(s) \Big|_{s=\left(\frac{1}{T}\right) \cdot \ln(z)} \quad (\text{Ec. 7})$$

La ecuación anterior es el punto clave de este método, ya que proporciona una relación directa entre ambos dominios a partir de una equivalencia directa entre las variables “s” y “z”. De esta forma, se habilita la opción de aplicar los métodos de diseño convencionales de sistemas en tiempo continuo a sistemas en tiempo discreto. Finalmente, se puede completar el camino des de una función  $x(t)$  hasta la equivalente en el dominio Z (Figura 14).

### Muestreo matemático o ficticio



**Figura 14** Obtención de una función discreta a partir de una continua definida en el dominio temporal mediante el método matemático o ficticio. (Fuente: Propia)

#### 4.3.2. El retenedor de orden 0

Antes de presentar el circuito de retención de datos de orden cero, conviene recopilar cierta información que se ha ido desarrollando a lo largo de estos últimos apartados:

- Después de la presentación de la transformada Z (4.2), se concluye que esta, por si sola, no es adecuada debido a la imposibilidad de recuperar la información perdida durante la etapa del muestreo. Entonces, no sería posible utilizar la TZ como medio de análisis de sistemas de control en tiempo discreto, al no poder aplicar una señal continua a la planta.
- A raíz del problema explicado en el punto anterior, se presenta un método matemático, el cual, mediante la idealización de las prestaciones de un ADC a través de una secuencia de impulsos infinitesimales, se consigue obtener una función  $X(z)$ .
- Este método del muestreo mediante impulsos de una señal continua ofrece la versatilidad de que los sistemas de control en tiempo discreto puedan operar en parte en tiempo discreto y en parte en tiempo continuo, según el dominio en el cual estén definidos y gracias a una relación directa entre las variables “s” y “z”.

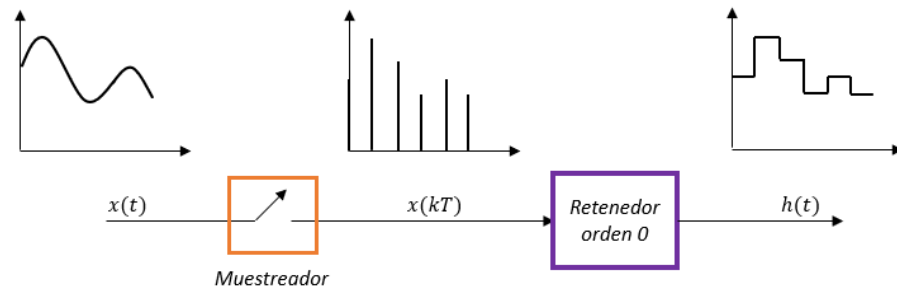
Hasta ahora, se ha conseguido un camino de ida que va desde una función  $x(t)$  hasta una  $X(z)$  pasando por una  $x^*(t)$  y una  $X^*(s)$ . Aun así, debe considerarse el camino de retorno para la obtención de una nueva función continua en el dominio del tiempo, la cual será la señal de entrada a la planta del sistema. Esta vía de vuelta es posible gracias a los circuitos de retención de datos.

La retención de datos es un proceso de generación de una señal continua en tiempo continuo  $h(t)$  a partir de una secuencia en tiempo discreto  $x(kT)$ , la cual reproduce aproximadamente la señal original aplicada al muestreador.

Para poder afirmar que el retenedor funciona correctamente, debe poder afirmarse que si se volviera a muestrear la señal continua  $h(t)$ , se obtendría la señal muestreada original (Ec. 8).

$$h(kT) = x(kT) \quad (\text{Ec. 8})$$

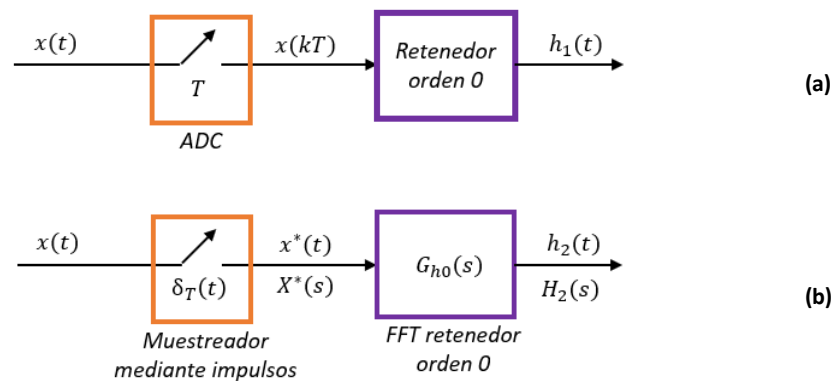
De todos los retenedores existentes, el que se explicará y usará en este trabajo es el de orden cero, ya que presenta más simplicidad de uso y no requiere de muestras previas a la última. La tarea de este consiste en, tal y como su nombre indica, retener la amplitud de la muestra durante un período de muestreo. Es decir, hasta que se disponga del valor correspondiente a la siguiente muestra. Por tanto, la función resultante  $h(t)$  es del tipo escalonada (Figura 15).



**Figura 15** Representación de la funcionalidad del retenedor de orden cero. (Fuente: Propia)

Sin perder de vista el objetivo, el cual es hallar un camino de retorno que permita obtener de nuevo una función continua en el tiempo, se utiliza un modelo matemático combinación de un muestreador real y un circuito de retención de orden cero.

Para ello, se analizan dos expresiones en paralelo, las cuales vienen representadas en la siguiente imagen. La primera de ellas (Figura 16a) representa la realidad, ya que el proceso de muestreo viene dado por un tiempo de muestreo  $T$ , mientras que la segunda (Figura 16b) lo hace por el método del muestreo mediante impulsos explicado. El objetivo es encontrar una función de transferencia  $G_{h0}(s)$ , la cual modelice matemáticamente el retenedor de orden cero.



**Figura 16 (a)** Muestreador real y retenedor de orden cero **(b)** Modelo matemático que consiste en un muestreador mediante impulsos y una función de transferencia  $G_{h0}(s)$ . (Fuente: Propia)

A continuación, se presenta el desarrollo matemático (Ec. 9) para el caso de la (Figura 16a):

$$\begin{aligned} h_1(t) &= x(0)[1(t) - 1(t - T)] + x(T)[1(t - T) - 1(t - 2T)] \\ &\quad + x(2T)[1(t - 2T) - 1(t - 3T)] + \dots \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \cdot [1(t - kT) - 1(t - (k + 1)T)] \end{aligned}$$

Puesto que:

(Ec. 9)

$$L[1(t - kT)] = \frac{e^{-kTs}}{s}$$

La transformada de Laplace de la ecuación anterior se convierte en:

$$L[h_1(t)] = H_1(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x(kT)(e^{-kTs} - e^{-(k+1)Ts})}{s} = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \cdot e^{-kTs}$$

Por otra parte, debe cumplirse que la salida del modelo matemático representado en la (Figura 16b) debe ser la misma que la del retenedor de orden cero real desarrollado en (Ec. 9). Así pues, siguiendo este requisito se puede escribir lo siguiente (Ec. 10).

$$L[h_2(t)] = H_2(s) = H_1(s)$$

Por tanto,

$$H_2(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \cdot e^{-kTs}$$

Teniendo en cuenta la definición de la función de transferencia de Laplace muestreada: (Ec. 10)

$$X^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \cdot e^{-kTs} \rightarrow H_2(s) = G_{h0}(s) \cdot X^*(s)$$

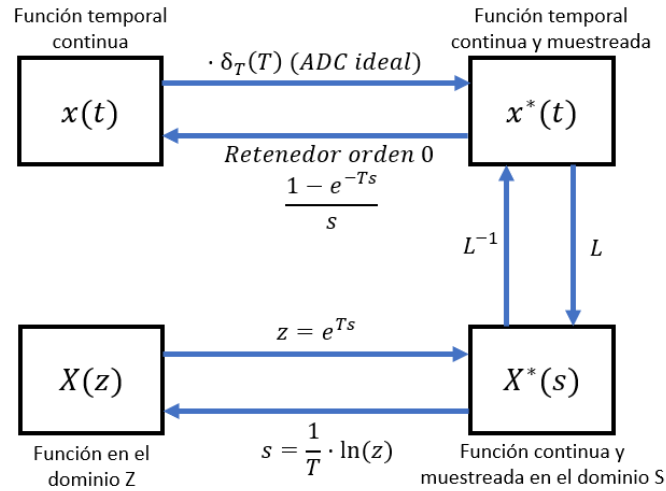
Donde  $G_{h0}(s)$  define la función de transferencia final del retenedor de orden cero.

$$G_{h0}(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$$



Como conclusión, puede decirse que, de forma matemática, ambos sistemas representados en la (Figura 16) son equivalentes desde el punto de vista de la relación entrada-salida. Esto es, un muestreador real y retenedor de orden cero se puede reemplazar por un sistema en tiempo continuo matemáticamente equivalente que consiste de un muestreador mediante impulsos y una función de transferencia  $\frac{1-e^{-Ts}}{s}$ . Una vez llegados a este punto, puede completarse el camino de retorno (Figura 17).

### Método matemático o ficticio



**Figura 17** Método matemático o ficticio bidireccional. (Fuente: Propia)

Finalmente, cabe destacar que la transformada Z de funciones que involucran el término  $\frac{1-e^{-Ts}}{s}$ , como será el caso del sistema de estudio del trabajo, siempre seguirá la siguiente estructura (Ec. 11).

$$Z[G_{h0}(s) \cdot X(s)] = (1 - z^{-1}) \cdot \left( Z \left\{ \frac{X(s)}{s} \right\} \right) \quad (\text{Ec. 11})$$

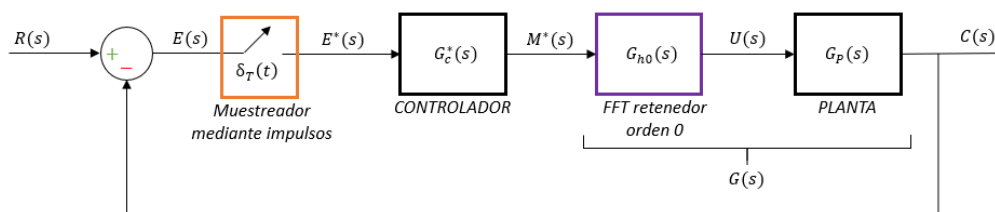
Por tanto, cuando se indique que el sistema se discretizará mediante la metodología de *Zero Order Hold*, querrá decir que se seguirá la expresión definida en (Ec. 11).

### 4.3.3. Conclusiones de la transformada de Laplace muestreada mediante impulsos

El objetivo de este subapartado es el de resumir por puntos todo lo presentado previamente, tal y como se define en [19].

- Un muestreador real o ADC toma periódicamente muestras de la señal de entrada y produce una secuencia de pulsos como salida. Mientras que la duración del muestreo (ancho del pulso) del muestreador real es muy pequeña, nunca llegará a ser ideal. La suposición de que el ancho es cero, lo cual implica que la secuencia de pulsos se convierta en una secuencia de impulsos cuyas magnitudes son iguales a la señal en tiempo continuo en los instantes de muestreo, simplifica el análisis de los sistemas de control en tiempo discreto. Dicha suposición es válida si la duración del muestreo es muy pequeña comparada con la constante de tiempo más significativa y si un circuito de retención se conecta a la salida del muestreador.
- Cuando  $e^{Ts}$  se transforma en  $z$ , el concepto de muestreo mediante impulsos, el cual es un proceso puramente matemático posibilita realizar el análisis de sistemas de control en tiempo discreto que involucran muestreadores y circuitos de retención mediante el método de la transformada  $Z$  (muestreo mediante impulsos). Esto significa que mediante el empleo de la variable compleja  $z$  se puede aplicar de manera directa las técnicas desarrolladas para los métodos de la transformada de Laplace para el análisis de sistemas en tiempo discreto que incluyen la operación de muestreo.
- Cuando el muestreador real y el retenedor de orden cero se han reemplazado de manera matemática por un muestreador mediante impulsos y la función de transferencia  $\frac{1-e^{-Ts}}{s}$ , el sistema se convierte en un sistema en tiempo continuo. Esto simplifica el análisis de los sistemas de control en tiempo discreto, puesto que se pueden aplicar las técnicas disponibles para sistemas de control en tiempo continuo.
- Se reitera que el muestreador mediante impulsos es un muestreador ideal que se introduce sólo para propósitos de análisis matemático. No es posible implantar físicamente tal muestreador que genere impulsos.

Así pues, gracias a este método, un sistema de control discreto puede representarse a través del siguiente diagrama de bloques (Figura 18).



**Figura 18** Diagrama de bloques equivalente que muestra las funciones de transferencia de bloques. (Fuente: Propia)

Cabe destacar dos aspectos importantes:

- Sin la presencia del bloque del muestreador mediante impulsos, el diagrama anterior pierde toda la validez por los motivos explicados en el apartado (4.3.1).
- La localización del retenedor es muy importante, ya que teniendo en cuenta que actúa como nexo entre dominios gracias a  $G_{h0}(s)$ , la entrada de este será siempre muestreada, mientras que la salida será continua para poder aplicarse a la planta. Con lo cual, siempre que se trabajen con sistemas de control en tiempo discreto,  $G_{h0}(s)$  y  $G_p(s)$  irán juntas.

En la (Figura 18) y (Ec. 12) se muestran las funciones de transferencia de los bloques generalmente involucrados en cualquier sistema de control discreto. La función de transferencia del controlador se muestra como  $G_c^*(s)$ , la cual resuelve una ecuación en diferencias basada en el error muestreado  $E^*(s)$ . La señal de salida del controlador es retenida por  $G_{ho}(s)$  y aplicada a la planta  $G_p(s)$ .

$$G(s) = G_{h0}(s) \cdot G_p(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \cdot G_p(s) \quad (\text{Ec. 12})$$

Y,

$$C(s) = G(s) \cdot G_c^*(s) \cdot E^*(s)$$

Para poder analizar el sistema discreto, los distintos bloques que lo forman deben encontrarse en el mismo dominio ( $S^*$  o  $Z$ ). Por tanto, la planta debe ser discretizada y dará como resultado (Ec. 13):

$$C^*(s) = G^*(s) \cdot G_c^*(s) \cdot E^*(s) \rightarrow C(z) = G(z) \cdot G_c(z) \cdot E(z)$$

Teniendo en cuenta que,

$$E(z) = R(z) - C(z) \rightarrow C(z) = G_c(z) \cdot G(z) \cdot [R(z) - C(z)] \quad (\text{Ec. 13})$$

Que da como resultado la función de transferencia discreta del sistema:

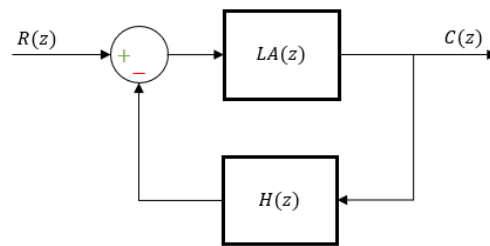
$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{G_c(z) \cdot G(z)}{1 + C(z) \cdot G_c(z)}$$

## 4.4. Análisis de estabilidad

La estabilidad de los sistemas de control es un requerimiento indispensable. Tal y como sucede en los análisis en tiempo continuo, la localización de los polos y ceros determinará la respuesta dinámica, tanto transitoria como en estado permanente, de los sistemas de control en tiempo discreto.

El estudio de la localización de los polos y ceros mediante el Lugar Geométrico de las Raíces es una de las metodologías más útiles en el diseño de compensadores. En apartados posteriores, se presentará dicha herramienta, así como la correspondencia entre el plano S y el Z. Además, esta brinda un gran potencial a la hora de investigar los efectos de la ganancia o del período de muestreo del sistema sobre la estabilidad absoluta y relativa del sistema en lazo cerrado.

La razón por la cual el método del lugar geométrico de las raíces puede extenderse a sistemas en tiempo discreto es porque la ecuación característica correspondiente tiene la misma forma que la del sistema en tiempo continuo. Es decir (Figura 19):



**Figura 19** Sistema de control discreto en lazo cerrado. (Fuente: Propia)

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{LA(z)}{1 + LA(z) \cdot H(z)} = \frac{\text{ceros}(z)}{\text{polos}(z)}$$

(Ec. 14)

Por tanto,

$$\text{Ecuación característica} \rightarrow 1 + LA(z) \cdot H(z) = 0$$

En muchos sistemas de control discreto lineales e invariantes con el tiempo, la ecuación característica de estos vendrá definida por (Ec. 14). Reescribiendo dicha ecuación, puede obtenerse (Ec. 15):

$$F(z) = LA(z) \cdot H(z) \rightarrow 1 + F(z) = 0$$

(Ec. 15)

Así pues,

$$F(z) = -1$$

Teniendo en cuenta que la función  $F(z)$  puede expresarse en forma isócrona ( $z = e^{Ts}$  y  $s = j\omega$ ), la (Ec. 15) puede dividirse en dos partes al igualar primero las magnitudes y seguidamente los ángulos (Ec. 16) y (Ec. 17).

- **Condición de módulo:**

$$|F(z)| = 1 \quad (\text{Ec. 16})$$

- **Condición de ángulo:**

$$\angle F(z) = \pm 180^\circ(2k + 1), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{Ec. 17})$$

Los valores de  $z$  que satisfacen ambas condiciones son las raíces de la ecuación característica, es decir, los polos en el lazo cerrado del sistema.

#### 4.4.1. El lugar de las raíces discreto. Mapeo del plano S al plano Z

Se define como Lugar Geométrico de las Raíces o plano Z a la posición de todos los polos y ceros de cualquier función de transferencia discreta  $G(z)$ .

El método del lugar geométrico de las raíces desarrollado para sistemas en tiempo continuo se puede extender sin modificaciones a sistemas en tiempo discreto. Durante este proceso, el límite de la estabilidad queda modificado del eje  $j\omega$  del plano S a un círculo unitario en el plano Z.

Las variables “ $s$ ” y “ $z$ ” están relacionadas a través de  $z = e^{Ts}$ . Así pues, sabiendo los efectos de la localización de los polos en el plano continuo S, puede hacerse de la misma forma para el plano Z. La localización de un punto aleatorio en el plano S se puede representar por la (Ec. 18).

$$s = \sigma + j\omega$$

Por tanto, sustituyendo en la relación mencionada:

(Ec. 18)

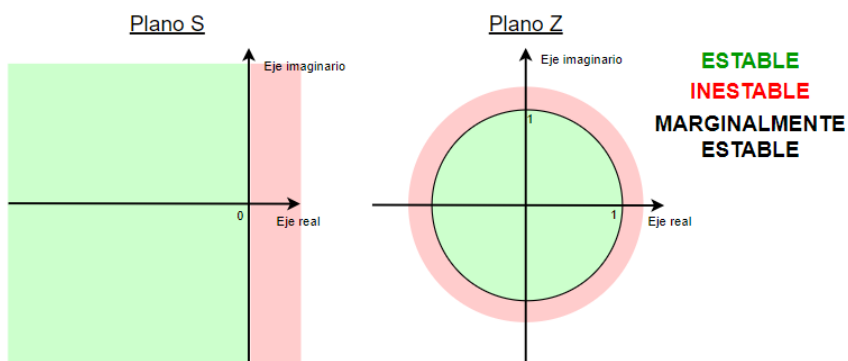
$$z = e^{T(\sigma + j\omega)} = e^{\sigma T} \cdot e^{(j\omega)T} = e^{\sigma T} \cdot e^{j(\omega T + 2\pi k)}$$

De esta última ecuación se observa que los polos y los ceros en el plano S, donde las frecuencias difieran en múltiplos enteros de la frecuencia de muestreo  $\frac{2\pi}{T}$ , corresponden a las mismas localizaciones en el plano Z. Es decir, que por cada valor de “ $z$ ” existirá un número infinito de valores de “ $s$ ”.

Llegados a este punto, en la (Ec. 19) se hallan las zonas de estabilidad e inestabilidad en el plano Z, a partir de las posibles localizaciones en el plano S.

- $\sigma < 0 \rightarrow$  **situación de estabilidad**  $\rightarrow |z| = e^{T\sigma} < 1$
  - $\sigma = 0 \rightarrow$  **límites de estabilidad (eje  $j\omega$ )**  $\rightarrow |z| = e^{T\sigma} = 1$
  - $\sigma > 0 \rightarrow$  **situación de inestabilidad**  $\rightarrow |z| = e^{T\sigma} > 1$
- (Ec. 19)

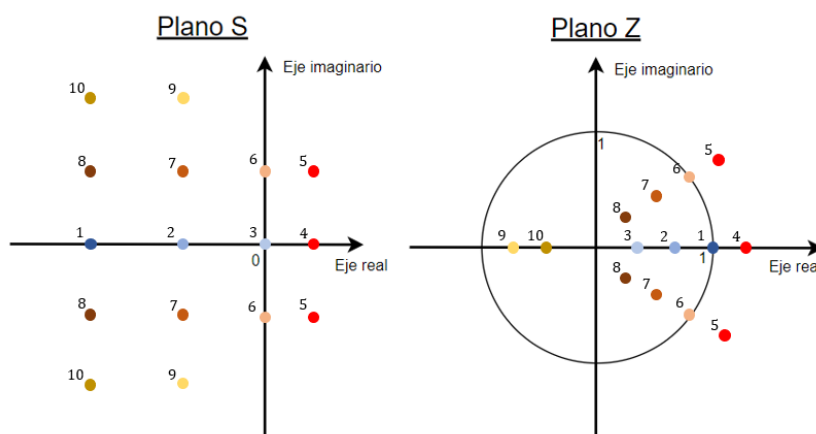
Así pues, la correspondencia entre el plano S y el plano Z queda representada en la (Figura 20):



**Figura 20** Correspondencia de las regiones de estabilidad e inestabilidad entre el plano S y el plano Z. (Fuente: Propia)

Cabe mencionar que, un semiplano infinito queda reducido a un círculo de radio unitario. Como consecuencia, la precisión en la localización de los polos y ceros tendrá una influencia mucho mayor en el plano Z.

Las ubicaciones de polos y ceros en el plano unitario tienen una correspondencia en el plano S tal y como se muestra a continuación (Figura 21):



**Figura 21** Ejemplos de correspondencias entre el plano S y el plano Z. (Fuente: Propia)

#### 4.4.1. El tiempo de muestreo

Una de las principales particularidades de los análisis de sistemas de control en tiempo discreto es, que a diferencia del tiempo continuo, debe tenerse en cuenta la velocidad de procesamiento de las muestras. Por tanto, el tiempo de muestreo ( $T$ ) es una de las variables más importantes en los análisis en tiempo discreto. En resumen, teniendo en cuenta que el mapeo de cualquier punto del plano  $S$  al plano  $Z$  puede hacerse mediante  $z = e^{Ts}$ , puede concluirse que el tiempo de muestreo afectará a la localización de los polos y ceros del sistema y, en consecuencia, a su estabilidad.

Un tiempo de muestreo grande puede suponer unos resultados perjudiciales para el sistema si no se han seguido los pasos correctos durante el proceso analítico. Por el contrario, reducir el tiempo de muestreo puede entenderse como un acercamiento al tiempo continuo. Por tanto, cuanto más rápido se haga el muestreo, los resultados serán más cercanos a los que se obtendrían en un análisis en tiempo continuo, mientras que habrá un valor de  $T$  que, para unos mismos valores del controlador, marcará la estabilidad del sistema.

#### 4.4.2. Ecuaciones características de primer y segundo orden

Las ecuaciones características de los sistemas de primer y segundo orden son aquellas que permiten simplificar la sintetización de los respectivos sistemas mediante la equivalencia de variables, las cuales tienen una relación directa con la dinámica del sistema.

Para los análisis de sistemas en tiempo continuo, se tiene (Ec. 20) y (Ec. 21):

$$Ec.ord1(s) = \tau \cdot s + 1 \quad (Ec. 20)$$

Donde,

$$\tau = \text{constante de tiempo}$$

$$Ec.ord2(s) = s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2$$

Donde,

$$SP = e^{\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\pi} \quad ts = \frac{4}{\xi \cdot \omega_n}$$

Y,

(Ec. 21)

- $\xi$  = coeficiente de amortiguamiento.
- $\omega_n$  = frecuencia natural.
- $SP$  = sobre pico máximo [%].
- $ts$  = tiempo de establecimiento.

Dichas ecuaciones pueden discretizarse mediante la igualdad  $z = e^{Ts}$  y, de esta forma, obtener las ecuaciones características correspondientes en el dominio Z (Ec. 22).

$$Ec. ord1(s) = \tau \cdot s + 1 \rightarrow Ec. ord1(z) = z - e^{-\frac{T}{\tau}}$$

Seguidamente, la ecuación de segundo grado resultante es,

$$Ec. ord2(s) = s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2$$

En el dominio Z, la ecuación característica puede escribirse tal que así,

$$Ec. ord2(z) = z^2 + A \cdot z + B$$

(Ec. 22)

Donde, a partir de la relación entre las variables “s” y “z”,

$$A = -2e^{-\xi\omega_n T} \cdot \cos(\omega_n T \sqrt{1 - \xi^2}) \quad B = e^{-\xi\omega_n T}$$

Aun así, generalmente se representa,

$$Ec. ord2(z) = z^2 - 2\rho \cos(\theta) \cdot z + \rho^2$$

$$\theta = \omega_n T \sqrt{1 - \xi^2} \quad \rho = e^{-\xi\omega_n T}$$

## 4.5. Discretización de reguladores convencionales

Los reguladores son ampliamente usados como mecanismos de control por realimentación, ya que estos son capaces de calcular el error existente entre el valor de referencia respecto al medido. Los más comunes se basan en tres parámetros; el proporcional, integral y derivativo y, a partir de estos, desarrollan evoluciones donde cada una de ellas brindará comportamientos distintos. De entre todas, la que ocupa este trabajo, es la regulación proporcional y la proporcional-integral (PI).

### 4.5.1. Aproximaciones matemáticas. Transformada bilineal o método Tustin

Hasta ahora, la única relación que se ha determinado que permita pasar, en ambos sentidos, entre el dominio S y el Z es;  $z = e^{Ts}$  y su viceversa  $s = \frac{1}{T} \cdot \ln(z)$ . Dicha relación no es lineal y, por tanto, cuando se pretenda trasladar funciones de transferencia entre dominios dará como resultado funciones no lineales considerablemente más complejas de analizar.



Existen varias aproximaciones matemáticas que pueden aplicarse al diseño de sistemas de control en tiempo discreto. Aun así, la más conocida y usada es la transformada de Tustin o bilineal. Esta herramienta, tal y como se comprobará a continuación, es una linealización de  $e^{Ts}$ , la cual permite transformar la representación en tiempo continuo de las señales en tiempo discreto y viceversa. De esta forma, se simplifica considerablemente el análisis.

Su gran utilidad en los sistemas de control en tiempo discreto es debida a los siguientes motivos:

- La imposibilidad de realizar la traslación desde un sistema discreto al equivalente y exacto en tiempo continuo, a través de la relación  $s = \frac{1}{T} \cdot \ln(z)$ . Dicho de otra forma, teniendo en cuenta que la variable “z” puede adoptar valores negativos, el logaritmo neperiano de estos no tiene solución alguna. Este hecho, constata la necesidad de buscar otros caminos, aunque menos exactos, pero con las que se pueda proseguir el análisis.
- Por otra parte, será una forma consistente de discretizar la parte integral de un controlador, a partir de la correspondiente función de transferencia continua, ya que la utilidad de la transformación exacta  $z = e^{Ts}$  es en la traslación de puntos concretos del plano.

A partir de la relación exacta entre la variable “s” y “z” (Ec. 23):

$$s = \frac{1}{T} \cdot \ln(z) \quad (\text{Ec. 23})$$

Y aplicándole la serie de Taylor, la cual se define como una aproximación de funciones mediante una serie de potencias o suma de potencias enteras de polinomios  $(z - a)^n$ , se obtiene (Ec. 24):

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)} + \frac{2(z-1)^3}{3T(z+1)^3} + \frac{2(z-1)^5}{5T(z+1)^5} + \frac{2(z-1)^7}{7T(z+1)^7} + \dots \quad (\text{Ec. 24})$$

Donde,

$$T = \text{tiempo de muestreo}$$

Se obtiene una relación entre “s” y “z” basada en la suma de cocientes de polinomios. Aun así, la aproximación de Tustin o bilineal solo utiliza el polinomio de Taylor de primer grado por ser el más influyente. Así pues, esta aproximación se define de la siguiente forma (Ec. 25):

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)} \quad o \quad z = \frac{2+Ts}{2-Ts} \quad (\text{Ec. 25})$$

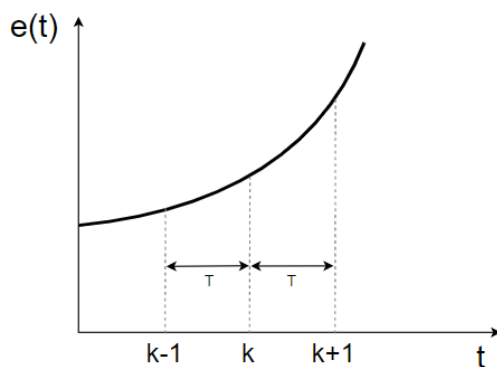
#### 4.5.2. Discretización de la parte integral

Anteriormente, se ha visto que para la correcta discretización de la planta debe tenerse en cuenta el retenedor de orden cero. Por otra parte, el regulador también tiene que ser trasladado al dominio Z para poder analizarse.

A la hora de discretizar un controlador proporcional-integral, debe tenerse en cuenta lo siguiente:

- Tal y como se ha mencionado, el controlador trabaja en el mundo digital. Este hecho, hace que su entrada debe ser muestreada ( $S^*$  o  $Z$ ) y, por tanto, su salida también lo será. Este hecho revela que su función de transferencia discreta no podrá ser el resultado de una discretización mediante el *Zero Order Hold*, ya que la salida de este último siempre será una señal continua.
- La discretización del PI se hará por un camino alternativo basado en alguna de las aproximaciones matemáticas con el objetivo de trabajar con una función lineal y simple de analizar.
- Cuando se trabaja con sistemas de control en tiempo discreto, es muy importante el instante de la muestra, ya que no se puede trabajar con valores futuros. Es decir,  $z^0 = 1$  representa el estado actual;  $z^{-kT}$  representa estados pasados; y  $z^{kT}$  son los futuros.
- Finalmente, cabe destacar que, aunque ya se ha mencionado que la aproximación bilineal es la más equilibrada en términos de simplicidad y exactitud, existen otras metodologías, las cuales se presentan y comparan a continuación:

A partir de una función error  $e(t)$  (Figura 22):



$$e(t) = e(t_0) + \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau$$

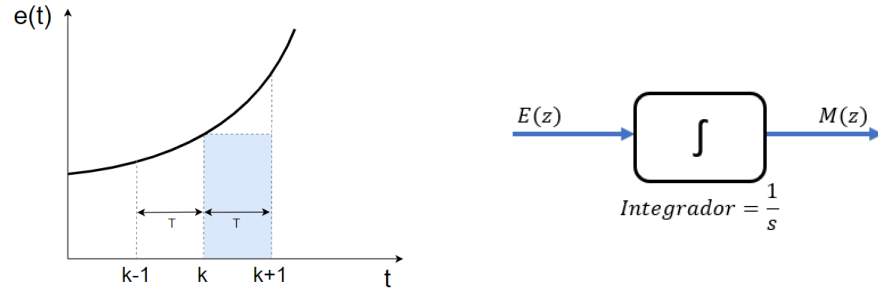
$$e(k+1) = e(k) + \int_k^{k+1} e(\tau) d\tau$$

Donde,

$k = \text{Instante de la muestra}$

**Figura 22** Integral de una función continua  $e(t)$ . (Fuente: Propia)

- **Método de Euler (Forward):** Éste, consiste en el cálculo del área rectangular comprendida entre el instante de muestra actual retenido hasta el siguiente (Figura 23) (Ec. 26).



**Figura 23** Método de Forward Euler. (Fuente: Propia)

$$\text{Definición} \rightarrow \frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y(k+1) - y(k)}{T}$$

$$\frac{d}{dt} \int e(t) dt = e(t) \rightarrow e(k) = \frac{M(k+1) - M(k)}{T}$$

$$M(k+1) = M(k) + e(k) \cdot T$$

Puesto que no se puede trabajar con muestras futuras:

(Ec. 26)

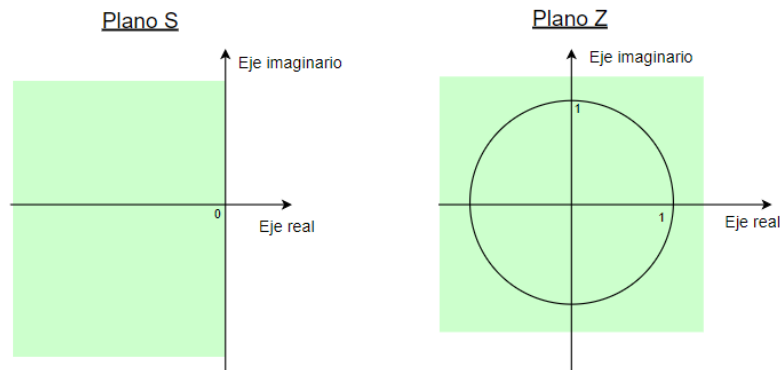
$$M(k) = M(k-1) + e(k-1) \cdot T \rightarrow M(z) = M(z)z^{-1} + E(z)z^{-1} \cdot T$$

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{Tz^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

Puesto que se desea expresar una relación entre las variables “s” y “z”:

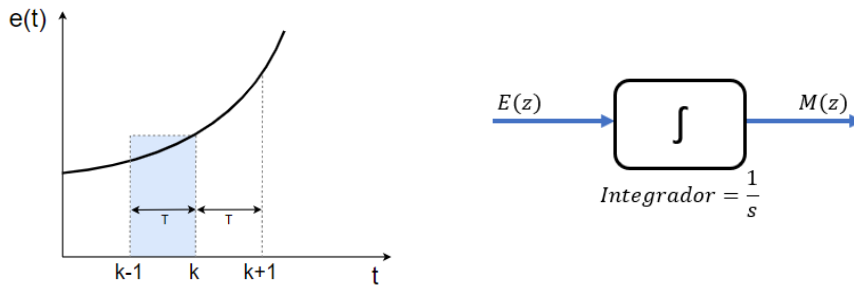
$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{1}{s} = \frac{Tz^{-1}}{1 - z^{-1}} \rightarrow s = \frac{1 - z^{-1}}{Tz^{-1}}$$

Aun así, el mayor inconveniente de este método sucede en la correspondencia entre el plano Z y S (Figura 24), ya que el área de estabilidad no responde a lo desarrollado en el subapartado (4.4.1).



**Figura 24** Correspondencia entre el plano Z y S usando el método de Forward Euler. (Fuente: Propia)

- **Método de Euler (Backward):** Este método se basa en el cálculo del área rectangular comprendida entre el instante de muestra actual retenido hasta el previo (Figura 25) (Ec. 27).



**Figura 25** Método de Backward Euler. (Fuente: Propia)

$$\text{Definición} \rightarrow \frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y(k) - y(k-1)}{T}$$

$$\frac{d}{dt} \int e(t) dt = e(t) \rightarrow e(k) = \frac{M(k) - M(k-1)}{T}$$

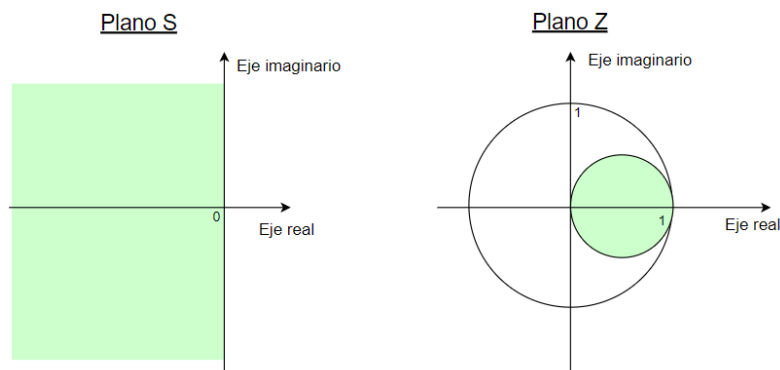
$$M(k) = T \cdot e(k) + M(k-1) \rightarrow M(z) = T \cdot E(z) + M(z) \cdot z^{-1} \quad (\text{Ec. 27})$$

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{T}{1 - z^{-1}}$$

Puesto que se desea expresar una relación entre las variables “s” y “z”:

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{1}{s} = \frac{T}{1 - z^{-1}} \rightarrow s = \frac{1 - z^{-1}}{T}$$

De nuevo, la problemática de este método está en la correspondencia entre el plano Z y S (Figura 26), ya que la zona estable no responde a lo desarrollado en el subapartado (4.4.1).



**Figura 26** Correspondencia entre el plano Z y S usando el método de Backward Euler. (Fuente: Propia)

- **Método de Tustin o bilineal:** A diferencia de los dos casos anteriores, el cálculo de la sección se hace mediante el trapecioide formado por la muestra actual y la anterior y el límite superior lo marcan los puntos de corte de los instantes de ambas muestras con la función (Figura 27) (Ec. 28).

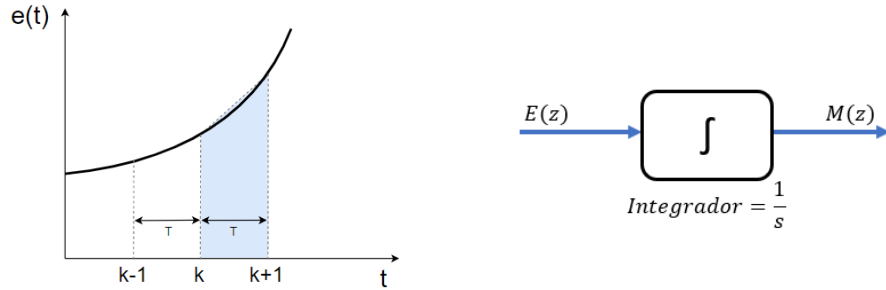


Figura 27 Método de Tustin o bilineal. (Fuente: Propia)

$$M(k) = M(k-1) + [e(k) + e(k-1)] \cdot \frac{T}{2}$$

$$M(z) = M(z)z^{-1} + [E(z) + E(z)z^{-1}] \cdot \frac{T}{2}$$

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{Ec. 28})$$

Puesto que se desea expresar una relación entre las variables “s” y “z”:

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{1}{s} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \rightarrow s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

Una de las principales ventajas de usar la bilineal, recae en la exacta correspondencia entre los puntos situados en el plano S al ser trasladados al plano Z. Por tanto, los filtros diseñados en el dominio continuo del tiempo que son estables mantendrán esta condición al ser convertidos al dominio discreto, cosa que no sucede en otras aproximaciones. Esta equivalencia se muestra en la (Figura 28) concluyendo así, que la discretización de un PI mediante el método de Tustin es la mejor opción.

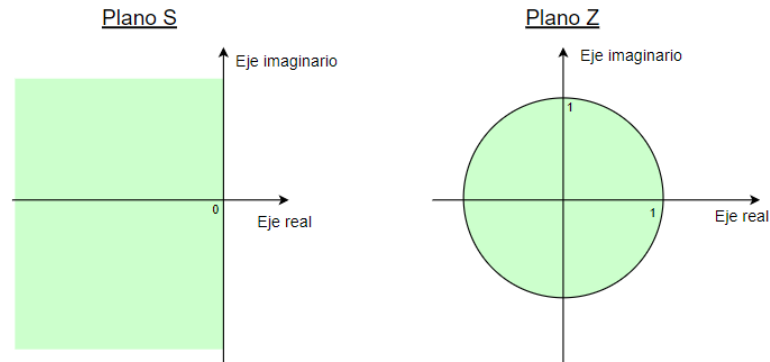


Figura 28 Correspondencia entre el plano Z y S usando el método de Tustin o bilineal. (Fuente Propia)

## 5. Diseño del control de la microrred DC

### 5.1. Microrred DC de estudio

El modelo de microrred de estudio corresponde a la desarrollada en el proyecto H2020 RESOLVD [22], el cual tiene como objetivo la mejora de la eficiencia y la capacidad de almacenamiento de las redes de distribución introduciendo flexibilidad en la red de baja tensión. El objetivo de CITCEA-UPC era crear un modelo de microrred con almacenamiento de varias tecnologías de baterías para aprovechar las ventajas que ofrece cada una y persiguiendo un menor coste económico. El objetivo de este trabajo es hacer un estudio de la microrred con las particularidades del tiempo discreto, cuestión que se suele obviar, pero tiene relevancia a la hora de expandir una microrred y descentralizar el control.

La microrred en cuestión (Figura 29) está formada por dos nodos con una batería y un convertidor DC/DC del tipo *Dual Active Bridge* (DAB) cada uno. El estudio realizado en este trabajo se centra en el lado DC de ésta y, por tanto, el condensador ( $C_{bus}$ ) será el elemento principal que marcará la dinámica de la línea. Por otro lado, el inversor se trata como una corriente de perturbación consecuente de las demandas de la carga.

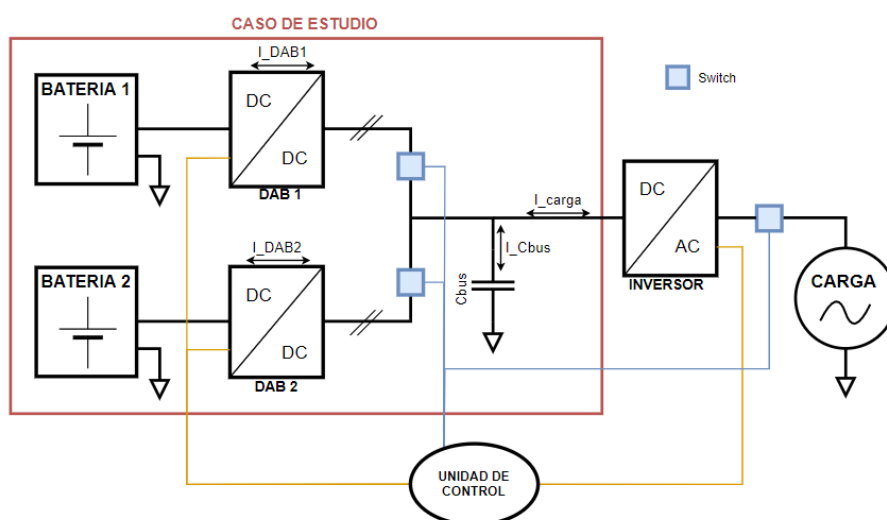


Figura 29 Esquema de la microrred de estudio. (Fuente: Propia)

### 5.1.1. Características de los componentes de la microrred

El sistema está formado por dos baterías de químicas distintas, las cuales almacenan energía con el fin de dar soporte a la red en caso de un aumento inesperado del consumo. Las características principales de estas se definen en las siguientes (Tabla 1) y (Tabla 2).

Capacidad ( $C_1$ )	$C_1 = 90 \text{ Ah}$
Energía total ( $E_1$ )	$E_1 = 30 \text{ kWh}$
Voltage nominal ( $V_{nom_1}$ )	$V_{nom_1} = 348 \text{ V}$
Voltage mínimo ( $V_{min_1}$ )	$V_{min_1} = 302 \text{ V}$
Voltage máximo ( $V_{max_1}$ )	$V_{max_1} = 387 \text{ V}$
Corriente de carga máxima ( $I_{max1_c}$ )	$I_{max1_c} = 90 \text{ A}$
Corriente de descarga máxima ( $I_{max1_d}$ )	$I_{max1_d} = 90 \text{ A}$

**Tabla 1** Características de la batería de Litio.

Capacidad ( $C_2$ )	$C_2 = 58 \text{ Ah}$
Energía total ( $E_2$ )	$E_2 = 18 \text{ kWh}$
Voltage nominal ( $V_{nom_2}$ )	$V_{nom_2} = 240 \text{ V}$
Voltage mínimo ( $V_{min_2}$ )	$V_{min_2} = 192 \text{ V}$
Voltage máximo ( $V_{max_2}$ )	$V_{max_2} = 280 \text{ V}$
Corriente de carga máxima ( $I_{max2_c}$ )	$I_{max2_c} = 15 \text{ A}$
Corriente de descarga máxima ( $I_{max2_d}$ )	$I_{max2_d} = 100 \text{ A}$

**Tabla 2** Características de la batería de Plomo.

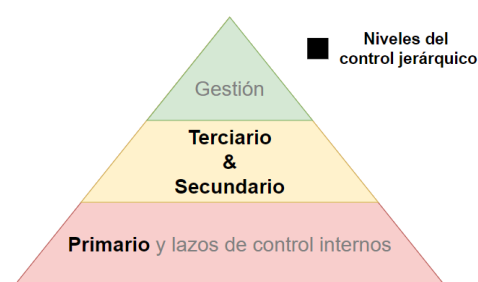
Por otra parte, los convertidores DAB que adaptan la tensión de las fuentes de energía al bus DC, tienen las características siguientes (Tabla 3):

Potencia máxima ( $P_{DAB_{max}}$ )	$P_{DAB_{max}} = 20 \text{ kW}$
Voltage máximo del bus ( $V_{out}$ )	$V_{out} = 1200 \text{ V}$
Corriente máxima de salida ( $I_{out_{max}}$ )	$I_{out_{max}} = 25 \text{ A}$
Voltage máximo batería ( $V_{in}$ )	$V_{in} = 600 \text{ V}$
Constante de tiempo del control de corriente ( $\tau$ )	$\tau = 1 \cdot 10^{-3} \text{ s}$
Capacitancia del filtro de salida ( $C$ )	$120 \mu\text{F}$
Inductancia del filtro de salida ( $L$ )	$4.4 \mu\text{H}$
Frecuencia de conmutación ( $f_s$ )	$f_s = 40 \text{ kHz}$

**Tabla 3** Características del convertidor *Dual Active Bridge* DAB.

### 5.1.2. Control jerárquico de la microrred DC

Los controladores a distintos niveles jerárquicos son ampliamente usados para el control de convertidores conectados en paralelo. Esta estrategia suele estar formada por tres lazos de control llamados primario tipo *droop*, secundario y terciario, los cuales interactúan con el resto de las capas que forman el control completo de la microrred DC (Figura 30).



**Figura 30** Niveles de control de una microrred DC. (Fuente: Propia)

El presente trabajo, se centrará en el primario *droop*, secundario y terciario, los cuales actúan de forma simultánea. Aun así, tienen funcionalidades distintas sobre la microrred:

- El principal objetivo del control **primario** es suministrar una corriente casi instantánea al bus, la cual sea capaz de estabilizarlo dentro de unos límites óptimos de funcionamiento y realizar un reparto de las cargas entre los diferentes convertidores de la microrred sin uso de comunicaciones.



- La tensión estabilizada por el primario puede que no sea la deseada. El control **secundario**, tiene como tarea básica devolver la tensión del bus a los valores de referencia.
- Finalmente, el control **terciario** reajusta el reparto de potencias que entrega cada equipo en función de las exigencias de trabajo que se deseen para cada uno de ellos.

Así como el primario se ejecuta de forma descentralizada, tal y como se explicará más adelante, el secundario y terciario lo hacen desde una unidad central y, consecuentemente, requieren de comunicaciones. Éstas, llevan un tiempo de procesado y es por ello que se realizará un análisis para un tiempo de muestreo mayor para el segundo y tercer lazo de control (5.3.4) (5.4.3).

## 5.2. Control primario

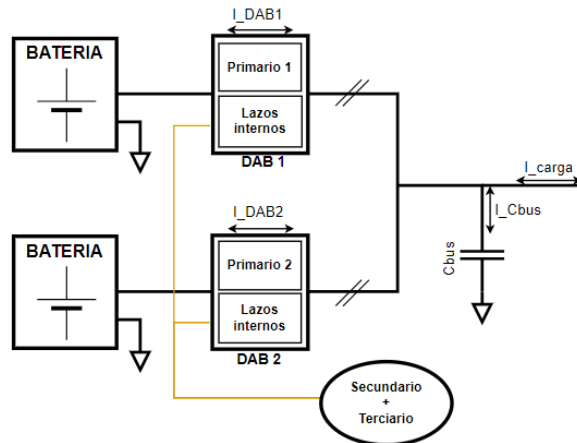
### 5.2.1. Concepto teórico

El control primario tipo *droop* puede entenderse como un enlace entre el bus y los convertidores que participan en la regulación primaria de la microrred DC. Estrictamente hablando, el primer lazo es una relación directa entre la tensión del bus y la corriente que entrega cada convertidor. Consecuentemente, su función principal es garantizar el suministro de corriente que debe entregar cada uno de los nodos que forman la microrred DC para mantener el bus dentro de unos límites de tensión razonables para cualquier carga. En definitiva, el sumatorio de corrientes DC debe seguir la expresión (Ec. 29), donde  $I_{C_{bus}}$  será nula en régimen permanente.

$$\sum Corrientes_{bus} = 0 \rightarrow I_{carga} = I_{DAB1} + I_{DAB2} + I_{C_{bus}} \quad (\text{Ec. 29})$$

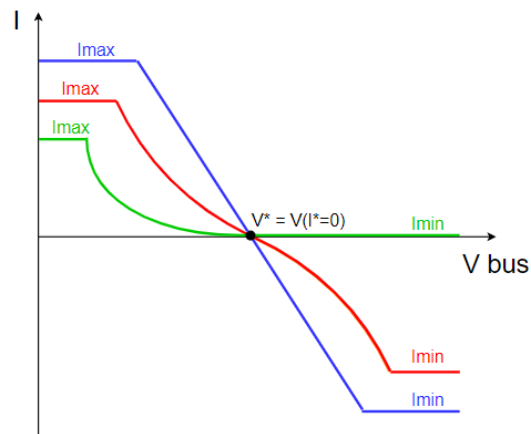
En base a la funcionalidad del primer lazo de control, este debe tener una respuesta rápida con el fin de minimizar el efecto de una corriente de perturbación sobre el bus. Teniendo en cuenta que el lazo interno de corriente del convertidor se modelizará como un filtro de primer orden (5.2.2), el tiempo de establecimiento del primario debe ser lo más rápido posible para mantener el voltaje del bus DC dentro de unos límites aceptables evitando posibles efectos adversos.

Otra de las características principales de este y que lo diferencia del secundario y terciario, es que siempre actuará de forma descentralizada. Es decir, cada convertidor tendrá su propio controlador. Como consecuencia, habrá tantos controles primarios como convertidores formen la microrred (Figura 31).



**Figura 31** Distribución de los lazos primario, secundario y terciario del *droop* DC. (Fuente: Propia)

Tal y como se ha explicado anteriormente, el lazo primario es, en definitiva, una relación entre la tensión del bus y la corriente del convertidor, la cual puede caracterizarse mediante gráficas. Algunas de estas se ejemplifican en la (Figura 32).



**Figura 32** Ejemplos de curvas V-I del control *droop* DC (Fuente: Propia)

Se puede observar en la (Figura 32) que, la tensión nominal, la cual corresponde a una corriente entregada por los convertidores igual a cero ( $I^*$ ), se define como  $V^*$ . A su vez, los límites de estas curvas vienen limitados según las especificaciones de los componentes que forman la microrred, tal y como se explica en el apartado (5.2.3).

En el caso de estudio se ha decidido caracterizar el comportamiento del control primario mediante rectas con una pendiente determinada, ya que es la más conocida y simple por su linealidad. Al trabajar con estas, aparece el concepto de la resistencia virtual ( $R_v$ ), la cual define en qué medida un convertidor entregará corriente según la tensión del bus DC. Dicho de otra forma, cuanto mayor sea el valor de la  $R_v$ , el convertidor suministrará menos corriente para una desviación de la tensión del bus concreta. Al fin y al cabo, este concepto se rige a la Ley de Ohm (Ec. 30).

$$V_{bus} - V^* = R_{v_n} \cdot I_{DAB_n} \quad (\text{Ec. 30})$$

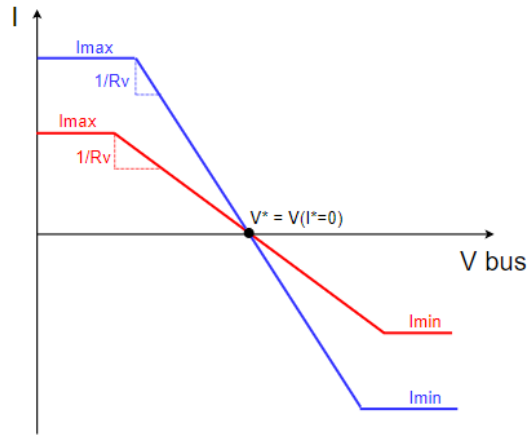
Para,

$$n = \text{convertidor}$$

La peculiaridad de la resistencia virtual y que la hace importante en este tipo de control es su relación con las curvas V-I características del *droop* DC. Esta viene dada por la siguiente expresión (Ec. 31):

$$\text{Pendiente recta} = \frac{1}{R_v} \quad (\text{Ec. 31})$$

Y puede representarse de la siguiente forma (Figura 33):



**Figura 33** Relación entre la resistencia virtual y las rectas del *droop* DC (Fuente: Propia)

Por el contrario, la pendiente de la recta define la ganancia del control, ya que cuanto mayor sea ésta, menor será la resistencia virtual y, por tanto, la corriente entregada por el convertidor correspondiente para una desviación determinada de la tensión del bus será más grande.

La determinación de las pendientes y, consecuentemente, de las resistencias virtuales vendrá dada por las ecuaciones y la caracterización del sistema. Aun así, se ha decidido establecer una relación  $K_{rv}$  (Ec. 32) entre ambas pendientes basada en las capacidades energéticas de ambas baterías de la microrred, con el fin de que cada una de ellas aporte energía proporcionalmente según su capacidad y, de esta forma, conseguir el mismo ritmo de carga y descarga para las dos.

$$K_{rv} = \frac{\text{Energía batería 1}}{\text{Energía batería 2}} \quad (\text{Ec. 32})$$

Donde,

$$E_{bat1} > E_{bat2}$$

Como conclusión, se puede decir que el control primario se basa en dos constantes (Ec. 33) que corresponden a la ganancia proporcional de cada equipo y, por consiguiente, son las pendientes de las rectas del primario tipo *droop* de cada DAB.

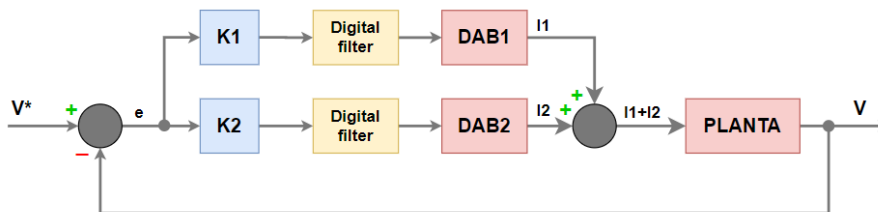
$$K1 = \frac{1}{R_{v1}} \quad y \quad K2 = \frac{1}{R_{v2}} \quad (\text{Ec. 33})$$

### 5.2.2. Caracterización de la planta del *Dual Active Bridge*

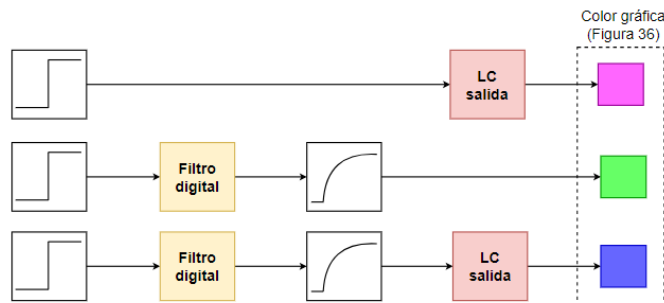
Una de las partes más importantes es la simplificación que se hará sobre el comportamiento del DAB. El convertidor tiene un filtro LC de salida y su control interno de corriente es un lazo abierto. La respuesta del filtro de salida frente a una entrada escalón provoca una respuesta muy rápida, oscilatoria y no recomendable. Para evitarlo, se optó por retardar la entrada escalón (corriente de referencia) con un filtro digital de primer orden aplicado por software y de constante  $\tau$  (Ec. 34) con el mismo tiempo de establecimiento como si de la respuesta original (filtro LC) se tratara. Consecuentemente, la forma de la corriente entregada responde frente a una dinámica de primer orden ante un escalón, lo que supone una casi perfecta relajación de las oscilaciones.

$$\text{Filtro de primer orden} = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \quad (\text{Ec. 34})$$

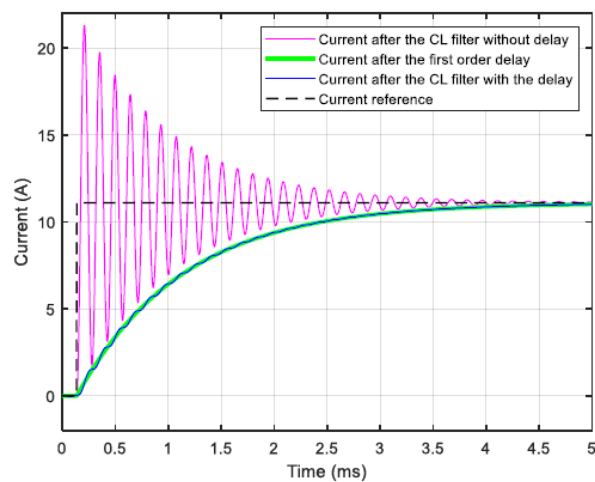
A continuación, se representa mediante los diagramas de bloques (Figura 34) (Figura 35) y una gráfica (Figura 36) lo explicado previamente y las distintas respuestas obtenidas en función de la presencia o no del filtro digital.



**Figura 34** Diagrama de bloques con el primario, filtro digital y la planta del convertidor DAB. (Fuente: Propia)



**Figura 35** Representación en bloques de los distintos comportamientos del DAB según la entrada. (Fuente: Propia)



**Figura 36** Dinámicas obtenidas en función de la presencia o no del filtro digital. (Fuente: [23])

En la (Figura 36) se observa en color rosa la respuesta no deseada, mientras que la gran semejanza entre las verde y azul hace que la dinámica de la corriente que entregará cada convertidor pueda aproximarse por la función de transferencia del filtro de primer orden (Ec. 34).

### 5.2.3. Límites del control primario

Teniendo en cuenta las características del sistema y las ratios de operación de los componentes, ciertos límites deben considerarse. Entre ellos, los máximos y mínimos en los que puede trabajar el bus DC. Estos se detallan en la siguiente (Tabla 4):

<b>Voltaje máximo del bus DC (<math>V_{max}</math>)</b>	$V_{max} = 800 \text{ V}$
<b>Voltaje mínimo del bus DC (<math>V_{min}</math>)</b>	$V_{min} = 720 \text{ V}$

**Tabla 4** Límites de trabajo del bus DC.

Así pues, el punto lógico donde colocar la tensión de referencia (0 A) es en el punto intermedio entre los dos límites (Ec. 35).

$$V^* = \frac{V_{max} + V_{min}}{2} = \frac{800 + 720}{2} = 760 \text{ V} \quad (\text{Ec. 35})$$

Otros límites que deben tenerse en cuenta son los del propio convertidor DAB, así como los de las baterías que componen cada uno de los nodos. Todos ellos se presentan en la siguiente (Tabla 5):

<b>Potencia máxima del convertidor DAB (<math>P_{DAB_{max}}</math>)</b>	$P_{DAB_{max}} = 20 \text{ kW}$
<b>Voltaje máximo batería 1 de Litio (<math>V_{bat1_{max}}</math>)</b>	$V_{bat1_{max}} = 387 \text{ V}$
<b>Voltaje máximo batería 2 de Plomo (<math>V_{bat2_{max}}</math>)</b>	$V_{bat2_{max}} = 280 \text{ V}$
<b>Corriente máxima batería 1 de "Lithium" (<math>I_{bat1_{max}}</math>)</b>	$I_{bat1_{max}} = 90 \text{ A}$
<b>Corriente máxima batería 2 de "Lead" (<math>I_{bat2_{max}}</math>)</b>	$I_{bat2_{max}} = 100 \text{ A}$

**Tabla 5** Límites de trabajo del convertidor DAB y las baterías.

A partir de los datos mostrados se pueden hallar los límites de funcionamiento de cada uno de los nodos de la microrred. El componente que tenga un valor inferior en términos de potencia será el limitante (Ec. 36):

$$\begin{aligned}
 P_{1_{max}} &= V_{bat1_{max}} \cdot I_{bat1_{max}} = 387 \cdot 90 = 34.83 \text{ kW} \\
 P_{2_{max}} &= V_{bat2_{max}} \cdot I_{bat2_{max}} = 280 \cdot 100 = 28 \text{ kW} \\
 P_1 &= \min(P_{DAB_{max}}, P_{1_{max}}) = \min(34.83, 20) = 20 \text{ kW} \\
 P_2 &= \min(P_{DAB_{max}}, P_{2_{max}}) = \min(28, 20) = 20 \text{ kW}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 36}$$

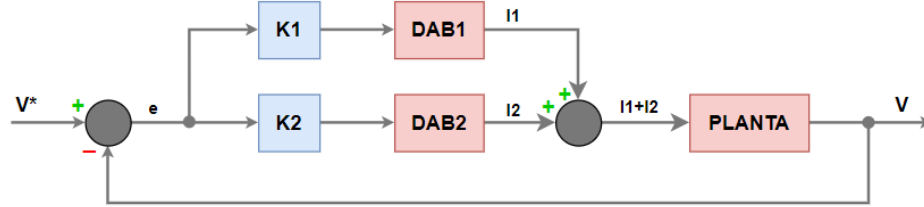
Por tanto, se observa que el convertidor actúa de limitante y que la potencia máxima que podrá entregar cada uno de los nodos es de 20 kW.

Por otra parte, puede resultar conveniente hallar la resistencia virtual máxima o, dicho de otra forma, la ganancia mínima permitida para el control primario con el objetivo de garantizar que la tensión del bus DC permanezca dentro de los límites de operación con la carga máxima permitida (Ec. 37):

$$\begin{aligned}
 K_{min} &= \frac{I_{max} - I^*}{V_{min} - V^*} = \frac{\frac{P_{max}}{V_{min}} - I^*}{V_{min} - V^*} = \frac{\frac{20 \cdot 10^3}{720} - 0}{720 - 760} = 0,695 \\
 Rv_{max} &= \frac{1}{K_{min}} = \frac{1}{0,695} = 1,44 \Omega
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 37}$$

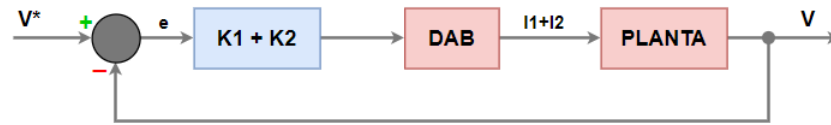
#### 5.2.4. Referencia al análisis en tiempo continuo

Para el primer lazo de control, se tomará como referencia la respuesta en tiempo continuo, ya que la respuesta de este no está influenciada por efectos de ceros. Por tanto, la discretización tendrá como objetivo igualar su dinámica. El sistema de estudio se representa en la (Figura 37).



**Figura 37** Diagrama de bloques equivalente del sistema para la sintonización del primario. (Fuente: Propia)

Teniendo en cuenta que los convertidores *Dual Active Bridge* y sus  $\tau$  se consideran iguales, la (Figura 37) puede resumirse a la (Figura 38):



**Figura 38** Diagrama de bloques simplificado del sistema para la sintonización del primario. (Fuente: Propia)

Y las expresiones que definen cada uno de los bloques son (Ec. 38):

$$DAB(s) = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \quad PLANTA(s) = \frac{1}{C_{bus} \cdot s} \quad (\text{Ec. 38})$$

A partir de la (Figura 38) y las (Ec. 38) se puede determinar la función de transferencia de lazo abierto  $LA(s)$  y, consecuentemente, la de lazo cerrado  $LC(s)$ , tal y como se definen en (Ec. 39).

$$LC(s) = \frac{LA(s)}{1 + LA(s)}$$

Donde,

$$LA(s) = (K1_s + K2_s) \cdot DAB(s) \cdot PLANTA(s)$$

(Ec. 39)

$$LC(s) = \frac{V(s)}{V^*(s)} = \frac{(K1_s + K2_s) \cdot \left(\frac{1}{\tau \cdot s + 1}\right) \cdot \left(\frac{1}{C_{bus} \cdot s}\right)}{1 + (K1_s + K2_s) \cdot \left(\frac{1}{\tau \cdot s + 1}\right) \cdot \left(\frac{1}{C_{bus} \cdot s}\right)}$$

$$LC(s) = \frac{V(s)}{V^*(s)} = \frac{K1_s + K2_s}{C_{bus}\tau \cdot s^2 + C_{bus} \cdot s + K1_s + K2_s}$$

El denominador de  $LC(s)$  puede reescribirse en forma canónica obteniendo así, el polinomio característico del sistema (Ec. 40).

$$PC_s = s^2 + \frac{1}{\tau} \cdot s + \frac{K1_s + K2_s}{C_{bus}\tau} \quad (\text{Ec. 40})$$

Donde,

- $K1_s$  y  $K2_s \rightarrow$  Ganancias de ambos convertidores en el dominio  $S$ .

Por otro lado, se escribe la ecuación general (Ec. 41) de un sistema de segundo orden.

$$Ec_{caract}(s) = s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2 \quad (\text{Ec. 41})$$

Donde,

- $\xi \rightarrow$  Factor de amortiguamiento.
- $\omega_n \rightarrow$  Frecuencia natural.

Igualando términos de las ecuaciones (Ec. 40) y (Ec. 41), se definen las siguientes relaciones (Ec. 42):

$$Rel1 \rightarrow \frac{1}{\tau} = 2\xi\omega_n \quad Rel2 \rightarrow \frac{K1_s + K2_s}{C_{bus}\tau} = \omega_n^2 \quad (\text{Ec. 42})$$

Sustituyendo la relación entre constantes  $K_{rv}$  (Ec. 32) en (Ec. 42), resultará en la reducción de una incógnita (Ec. 43):

$$Rel1 \rightarrow \frac{1}{\tau} = 2\xi\omega_n \quad Rel2 \rightarrow \frac{K1_s + \frac{K1_s \cdot Ebat2}{Ebat1}}{C_{bus}\tau} = \omega_n^2 \quad (\text{Ec. 43})$$

Ahora, se tienen dos ecuaciones (Ec. 43) para tres incógnitas ( $K1_s, \xi, \omega_n$ ). Se limitará el valor de sobrepico máximo (Ec. 44) para restringir y marcar una tendencia, en términos del voltaje, durante el transitorio.

$$SP = 0,02 \text{ (2\%)} \quad (\text{Ec. 44})$$

$$\xi = -\ln(SP) \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi^2 + \ln(SP)^2}} = -\ln(0,02) \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi^2 + \ln(0,02)^2}} \rightarrow \xi = 0,779$$

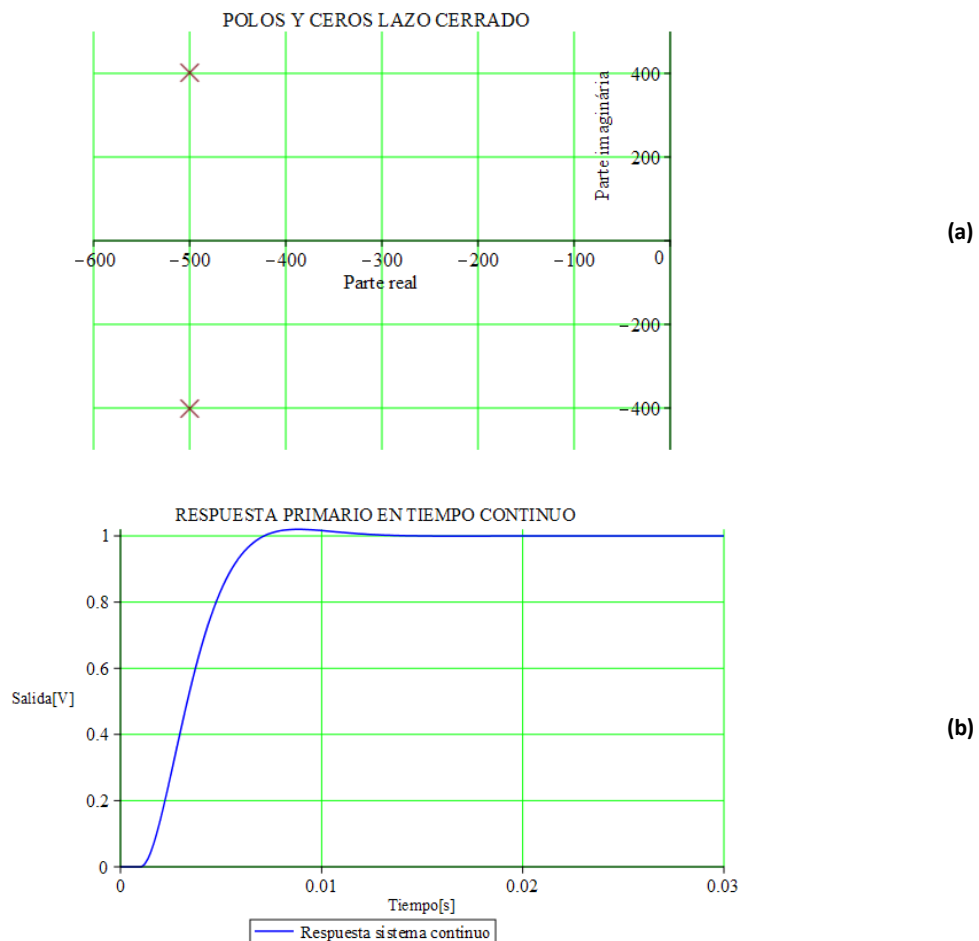


Finalmente, resolviendo el sistema para las relaciones (Ec. 43), se obtiene (Tabla 6):

<b>Frecuencia natural no amortiguada (<math>\omega_n</math>)</b>	$\omega_n = 641.27 \text{ rad/s}$
<b>Ganancia del DAB 1 (<math>K1_s</math>)</b>	$K1_s = 1,85$
<b>Ganancia del DAB 2 (<math>K2_s</math>)</b>	$K2_s = 1,11$
<b>Resistencia virtual del DAB 1 (<math>R_{v1}</math>)</b>	$R_{v1} = \frac{1}{K1_s} = 0,54 \Omega$
<b>Resistencia virtual del DAB 2 (<math>R_{v2}</math>)</b>	$R_{v2} = \frac{1}{K2_s} = 0,9 \Omega$

**Tabla 6** Resultados obtenidos del control primario en tiempo continuo.

Una vez encontrados todos los parámetros del sistema, se puede comprobar su estabilidad mediante el diagrama de polos y ceros (Figura 39a), así como su respuesta (Figura 39b).



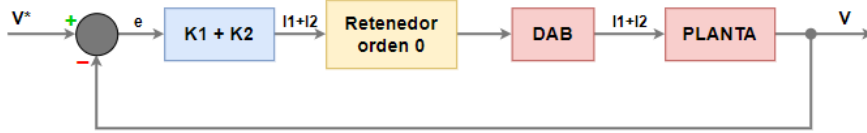
**Figura 39 (a)** Localización de los polos y ceros en el lugar de las raíces. **(b)** Respuesta del sistema frente a una entrada escalón. (Fuente: Propia)

### 5.2.5. Discretización y análisis en tiempo discreto

En base a los resultados obtenidos en tiempo continuo se diseñará el control primario des del punto de vista discreto. El estudio se dividirá en varios bloques:

- Discretización y análisis del sistema a partir de las ecuaciones en tiempo continuo mediante las metodologías explicadas en el capítulo (4).
- Estudio del efecto del tiempo de muestreo en la estabilidad del sistema (5.2.6)
- Comprobación de que el controlador actúa correctamente frente a una corriente de perturbación en la planta  $\frac{1}{C_{bus} \cdot s}$  (5.2.7).

El lazo de control para la sintonización del primario en tiempo discreto es el siguiente (Figura 40):



**Figura 40** Diagrama de bloques del sistema discreto para la sintonización del primario. (Fuente: Propia)

La ecuación que describe la planta completa definida en el dominio S, es (Ec. 45):

$$PLANTA_{total}(s) = DAB(s) \cdot PLANTA(s) = \frac{1}{(\tau \cdot s + 1) \cdot C_{bus} \cdot s} \quad (\text{Ec. 45})$$

La presencia del retenedor de orden cero, el cual actúa como nexo entre una señal discreta y una continua, define el método de discretización que debe realizarse. Esta, se resume a continuación (Ec. 46):

$$PLANTA_{total}(z) = (1 - z^{-1}) \cdot \left( Z \left\{ \frac{PLANTA_{total}(s)}{s} \right\} \right)$$

Resolviendo la expresión se obtiene,

(Ec. 46)

$$PLANTA_{total}(z) = - \frac{(e^{-\frac{T}{\tau}} + T - \tau) \cdot z + (-Te^{-\frac{T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}\tau + \tau)}{C_{bus} \cdot (z - 1) \cdot (-z + e^{-\frac{T}{\tau}})}$$

Teniendo en cuenta que la discretización de una constante es ella misma, el control primario se define como (Ec. 47):

$$PRIMARIO(z) = K1_z + K2_z \quad (\text{Ec. 47})$$

Donde,

- $K1_z$  y  $K2_z \rightarrow$  Ganancias de ambos convertidores en el dominio Z.

A partir de la (Figura 40) y las ecuaciones (Ec. 46) y (Ec. 47) se pueden obtener las expresiones de lazo abierto  $LA(z)$  y lazo cerrado  $LC(z)$ , las cuales se resumen de la siguiente forma (Ec. 48):

$$LA(z) = \frac{(K1_z + K2_z) \cdot (e^{\frac{T}{\tau}} T - \tau e^{\frac{T}{\tau}} + \tau) \cdot z + (K1_z + K2_z) \cdot (e^{\frac{T}{\tau}} \tau - T - \tau)}{C_{bus} e^{\frac{T}{\tau}} \cdot z^2 + C_{bus} \cdot (-e^{\frac{T}{\tau}} - 1) \cdot z + C_{bus}} \quad (\text{Ec. 48})$$

$$LC(z) = \frac{LA(z)}{1 + LA(z)}$$

El denominador de la función de transferencia de lazo cerrado  $LC(z)$  determinará la posición de los polos, mientras que el numerador lo hará para el cero. Por otro lado, el polinomio característico del sistema puede expresarse según la expresión (Ec. 49).

$$PC_z = z^2 + A \cdot z + B$$

Donde,

$$A = \left( \frac{K1_z e^{\frac{T}{\tau}} T - K1_z \tau e^{\frac{T}{\tau}} + K2_z e^{\frac{T}{\tau}} T - K2_z \tau e^{\frac{T}{\tau}} - C_{bus} e^{\frac{T}{\tau}} + K1_z \tau + K2_z \tau - C_{bus}}{C_{bus} e^{\frac{T}{\tau}}} \right) \quad (\text{Ec. 49})$$

$$B = \left( \frac{K1_z \tau e^{\frac{T}{\tau}} + K2_z \tau e^{\frac{T}{\tau}} - K1_z T - K1_z \tau - K2_z T - K2_z \tau + C_{bus}}{C_{bus} e^{\frac{T}{\tau}}} \right)$$

A partir de la relación  $z = e^{Ts}$  se escribe la ecuación característica de un sistema de segundo orden discreto (Ec. 50):

$$Ec_{caract}(z) = z^2 - 2\rho \cos(\theta) \cdot z + \rho^2 \quad (\text{Ec. 50})$$

Así pues, se pueden establecer las siguientes relaciones (Ec. 51):

$$Rel0 \rightarrow \left( \frac{K1_z e^{\frac{T}{\tau}} - K1_z \tau e^{\frac{T}{\tau}} + K2_z e^{\frac{T}{\tau}} - K2_z \tau e^{\frac{T}{\tau}} - C_{bus} e^{\frac{T}{\tau}} + K1_z \tau + K2_z \tau - C_{bus}}{C_{bus} e^{\frac{T}{\tau}}} \right) = -2\rho \cos(\theta) \quad (\text{Ec. 51})$$

$$Rel1 \rightarrow \left( \frac{K1_z \tau e^{\frac{T}{\tau}} + K2_z \tau e^{\frac{T}{\tau}} - K1_z T - K1_z \tau - K2_z T - K2_z \tau + C_{bus}}{C_{bus} e^{\frac{T}{\tau}}} \right) = \rho^2$$

Siguiendo el mismo procedimiento que en el análisis en tiempo continuo (5.2.4), debe tenerse en cuenta la relación entre constantes  $K_{rv}$  (Ec. 32). Debido a que las expresiones de trabajo son muy extensas se simplifica el análisis mediante la sustitución de los valores ya conocidos (Tabla 7).

<b>Energía batería 1 (<math>Ebat_1</math>)</b>	30 kW
<b>Energía batería 2 (<math>Ebat_2</math>)</b>	18 kW
<b>Condensador del bus (<math>C_{bus}</math>)</b>	$7.2 \cdot 10^{-3} F$
<b>Constante de tiempo (<math>\tau</math>)</b>	$\tau = 1 \cdot 10^{-3} s$

**Tabla 7** Valores conocidos de la función de transferencia.

Además, el valor del tiempo de muestreo es (Ec. 52):

$$T = \frac{1}{40000} s \quad (\text{Ec. 52})$$

Actualizando las relaciones descritas en (Ec. 51), se obtiene (Ec. 53):

$$Rel0 \rightarrow 0,00006886934208 \cdot K1_z - 1,975309912 = -2\rho \cos(\theta) \quad (\text{Ec. 53})$$

$$Rel1 \rightarrow 0,00006829791884 \cdot K1_z + 0,9753099120 = \rho^2$$

Por otro lado, cabe recordar que los parámetros característicos de la ecuación (Ec. 50) se definen como (Ec. 54):

$$\theta = \omega_n T \sqrt{1 - \xi^2} \quad ; \quad \rho = e^{-\xi \omega_n T} \quad (\text{Ec. 54})$$

Con el mismo criterio que en el análisis en continuo, se establece un 2% de sobrepico. De este modo, las relaciones (Ec. 53) pueden expresarse en función de  $K1_z$  y  $ts$ , tal y como sigue (Ec. 55).

$$\begin{aligned} Rel0 &\rightarrow 0,00006886934208 \cdot K1_z - 1,975309912 \\ &= -2 \cdot e^{-\frac{0,0001}{ts}} \cos\left(\frac{0,00008030608842}{ts}\right) \end{aligned} \quad (\text{Ec. 55})$$

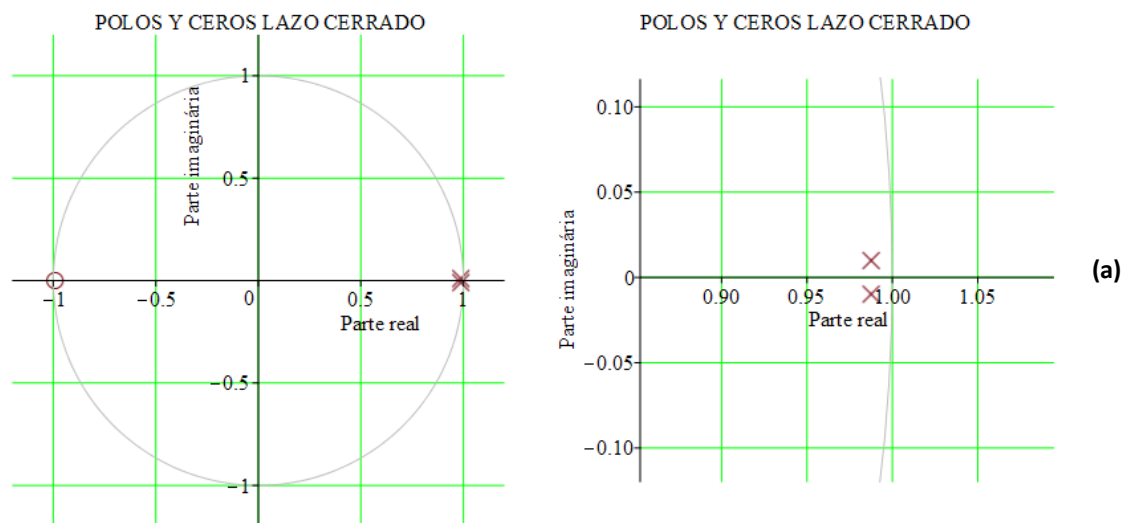
$$Rel1 \rightarrow 0.00006829791884 \cdot K1_z + 0.9753099120 = \left(e^{-\frac{0,0001}{ts}}\right)^2$$

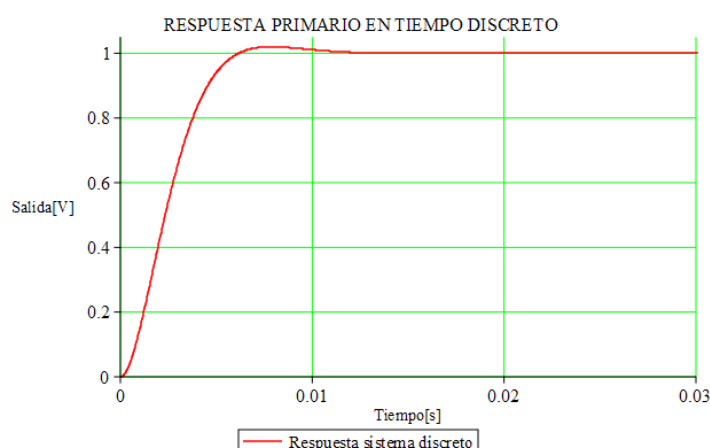
Finalmente, resolviendo el sistema de ecuaciones (Ec. 55), se obtiene (Tabla 8):

<b>Tiempo de establecimiento (<math>ts</math>)</b>	$ts = 0,008 \text{ s}$
<b>Ganancia del DAB 1 (<math>K1_z</math>)</b>	$K1_z = 1,83$
<b>Ganancia del DAB 2 (<math>K2_z</math>)</b>	$K2_z = 1,10$
<b>Resistencia virtual del DAB 1 (<math>R_{v1}</math>)</b>	$R_{v1} = \frac{1}{K1_z} = 0,55 \Omega$
<b>Resistencia virtual del DAB 2 (<math>R_{v2}</math>)</b>	$R_{v2} = \frac{1}{K2_z} = 0,91 \Omega$

**Tabla 8** Resultados obtenidos del análisis del primario en tiempo discreto.

Una vez calculados todos los parámetros del sistema, se puede comprobar su estabilidad mediante el diagrama de polos y ceros (Figura 41a), así como su respuesta (Figura 41b). Cabe destacar, a diferencia del tiempo continuo, la presencia de un cero.

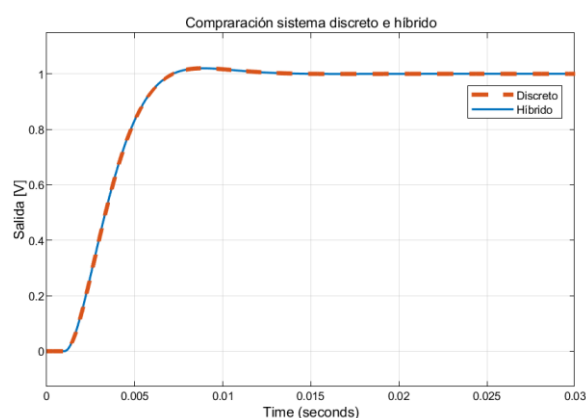




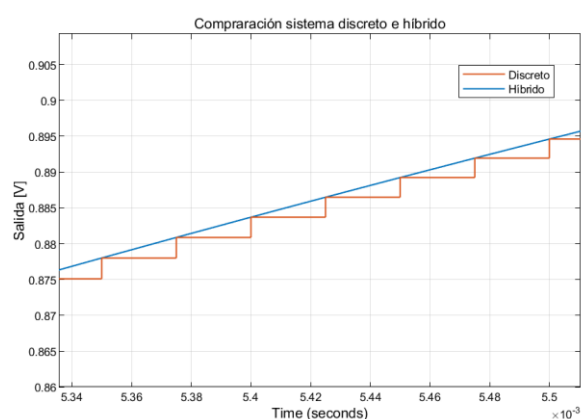
(b)

**Figura 41 (a)** Localización de los ceros y polos en el lugar de las raíces. **(b)** Respuesta del sistema frente a una entrada escalón. (Fuente: Propia)

En vista de los resultados obtenidos, se puede garantizar la estabilidad del sistema, ya que los polos de la función de transferencia de lazo cerrado están contenidos dentro del plano unitario Z. En las (Figura 42) se verifica la discretización, ya que la traza híbrida sigue a la discreta.



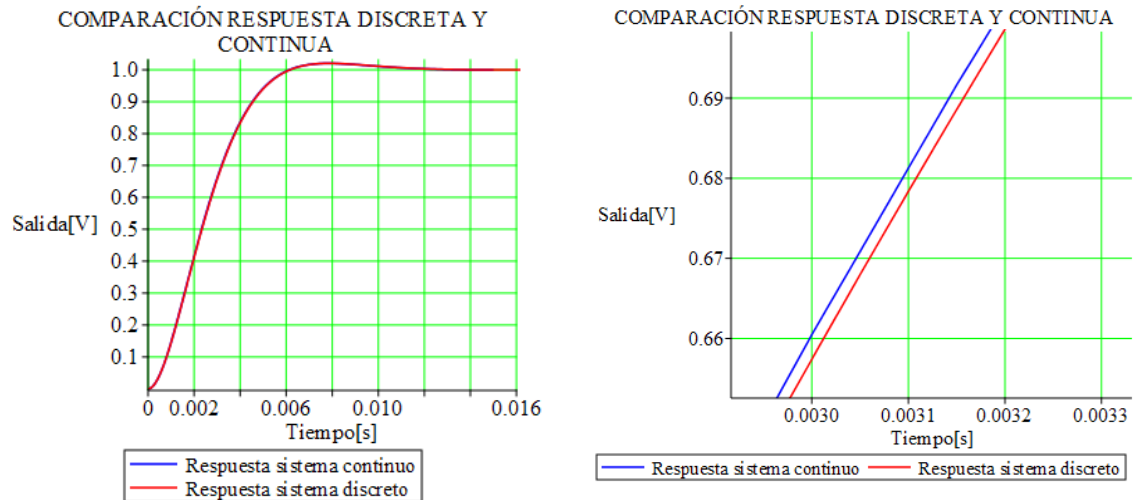
(a)



(b)

**Figura 42 (a)** Respuesta híbrida y discreta. **(b)** Seguimiento de traza de la respuesta híbrida respecto la discreta. (Fuente: Propia)

Por otra parte, se pueden comparar las respuestas obtenidas en tiempo continuo frente al discreto (Figura 43). Como se puede observar, la alteración de la respuesta debida a la presencia del cero en el plano unitario es insignificante y, por tanto, se da por válida la discretización del control primario.



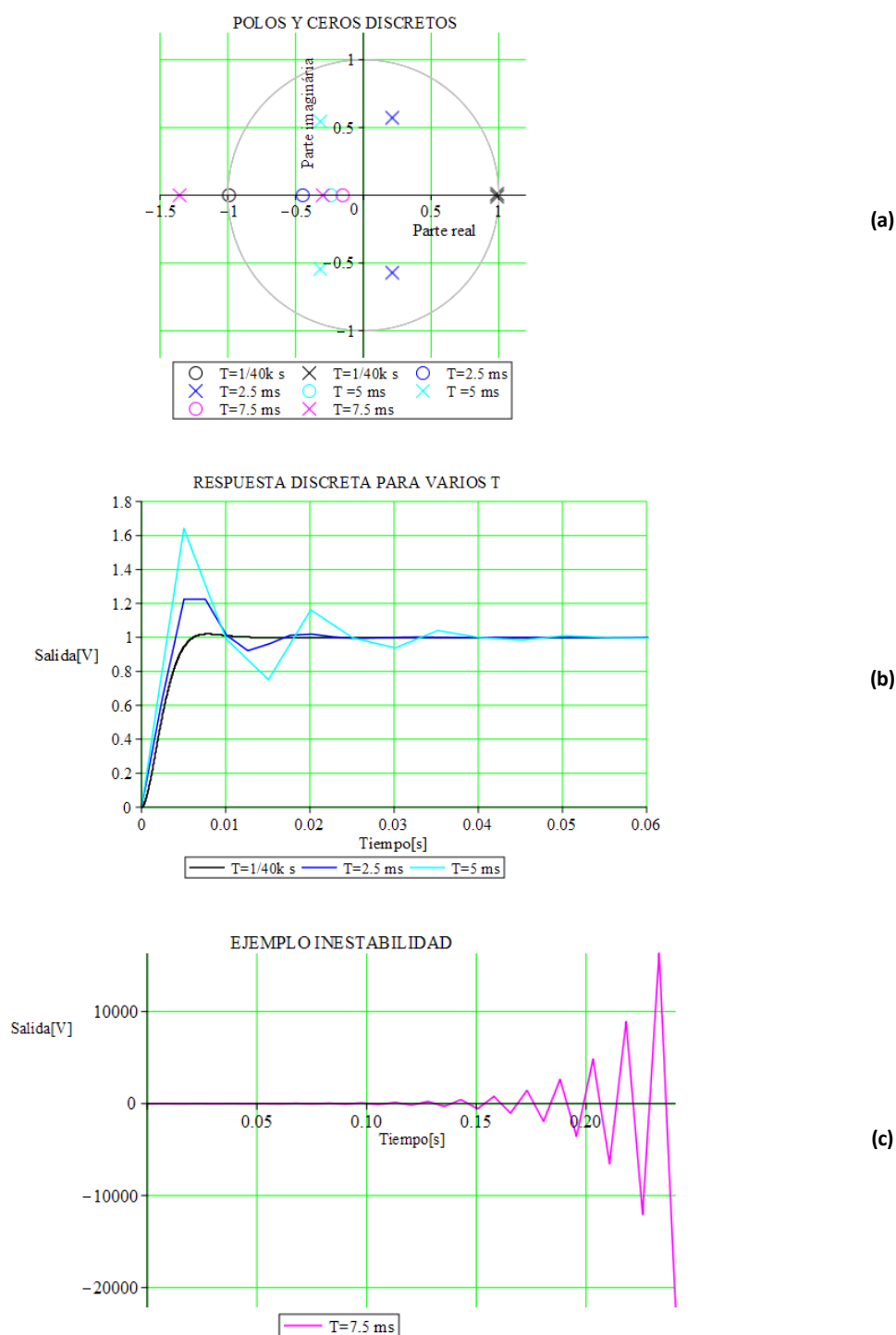
**Figura 43** Comparación entre la respuesta discreta y la continua. (Fuente: Propia)

Una vez realizado el análisis en tiempo continuo y discreto y obtenidos los resultados se podría concluir que la diferencia entre los valores de las constantes discretas respecto las continuas, es mínima. Aun así, debe tenerse en cuenta que las constantes en tiempo discreto tienen parámetros intrínsecos como el muestreador, el retenedor o un tiempo de muestreo  $T$ . Por este motivo, siempre será recomendable y más preciso hacer el estudio en tiempo discreto.

### 5.2.6. Efecto del tiempo de muestreo en la respuesta

En el apartado (4.4.1) del trabajo, se ha explicado la importancia del tiempo de muestreo  $T$  en los análisis de sistemas de control en tiempo discreto. Aprovechando que las constantes  $K1_z$  y  $K2_z$  son muy parecidas a  $K1_s$  y  $K2_s$ , respectivamente, se ha realizado un proceso analítico e iterativo que modificaba el valor de  $T$  entre los siguientes límites; ( $0,025 < T < 7,5 \text{ ms}$ ). El objetivo de este análisis es el de observar la influencia del tiempo de muestreo y que, según el valor de este, las constantes  $K1_s$  y  $K2_s$  pueden resultar no equivalentes para implementarlas en un controlador digital, hasta el punto de alcanzar la inestabilidad.

En las siguientes (Figura 44a) y (Figura 44b) se muestran los resultados obtenidos de lo explicado anteriormente, así como un ejemplo de inestabilidad (Figura 44c).



**Figura 44** (a) Localización de los ceros y polos en el lugar de las raíces. (b) Respuesta del sistema para distintos tiempos de muestreo. (c) Ejemplo de inestabilidad. (Fuente: Propia)

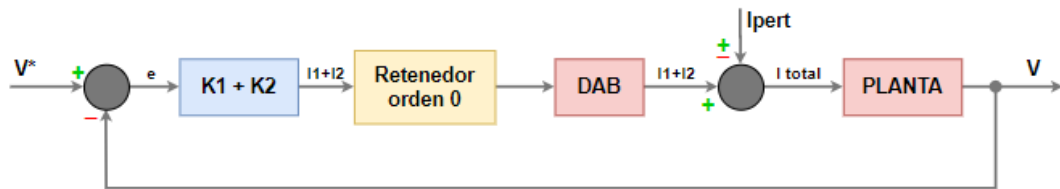


La (Figura 44a) muestra la evolución de las posiciones del cero y los polos en el plano unitario, según aumenta el tiempo entre muestras. Por otro lado, la (Figura 44b) representa las dinámicas correspondientes. Se observa como el sistema de color negro, el cual corresponde al tiempo de muestreo inicial del trabajo, los polos tienen una parte real prácticamente unitaria y un transitorio con poca oscilación. Por el contrario, a medida que se va aumentando  $T$ , los polos van reduciendo su aportación real a la vez que incrementa la imaginaria, lo cual se traduce en un aumento de las oscilaciones. Finalmente, tal y como se puede observar de color rosado, existe un tiempo de muestreo, a partir del cual, el sistema se vuelve inestable (Figura 44c) colocando al menos uno de los polos fuera del círculo unitario.

En resumen, según la frecuencia de trabajo del controlador, la equivalencia entre las constantes discretas y continuas puede no ser aceptable.

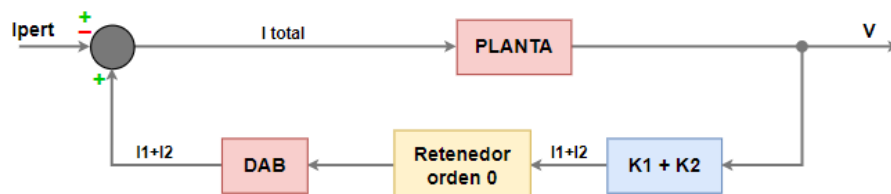
### 5.2.7. Respuesta del primario frente a perturbaciones

El primer objetivo del control es alcanzar su referencia en un tiempo de estabilización aceptable y sin sobrepasar ciertos límites que puedan dañar el sistema durante transitorios. Aun así, las situaciones habituales de actuación del controlador serán frente a perturbaciones. Por tanto, debe validarse que las constantes obtenidas actúan frente a cualquier corriente de perturbación ( $I_{pert}$ ) en la planta  $\frac{1}{C_{bus} \cdot s}$  manteniendo el bus en unos rangos de trabajo aceptables.



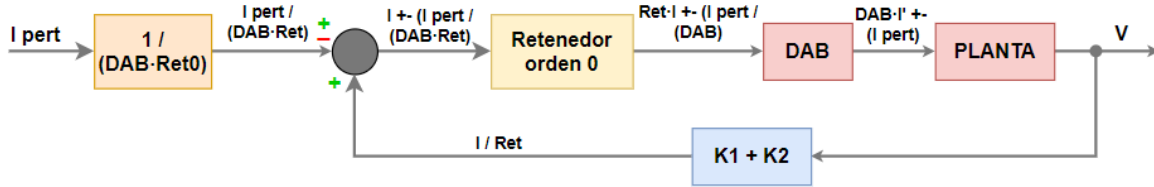
**Figura 45** Diagrama de bloques del sistema teniendo en cuenta la perturbación de planta. (Fuente: Propia)

Hasta ahora, se había considerado que  $I_{pert}$  era nula para mantener una estructura de sistema *SISO* (Single Input, Single Output). En base a ello y con el objetivo de mantener dicha tipología, se considerará una tensión  $V^*$  igual a cero y la nueva entrada del sistema será  $I_{pert}$  (Figura 46).



**Figura 46** Redistribución del diagrama de bloques para la validación del primario frente a una perturbación en la planta. (Fuente: Propia)

A la hora de discretizar el sistema es muy importante la localización del retenedor, ya que este debe posicionarse junto a la planta completa. De no hacerse así, esta no podría discretizarse por la metodología del *Zero Order Hold*, correctamente. Así pues, mediante equivalencias de diagramas de bloques se puede obtener la (Figura 47).



**Figura 47** Diagrama de bloques modificado para la correcta discretización y validación del primario frente a una perturbación en la planta. (Fuente: Propia)

El sistema anterior (Figura 47) se tratará por separado. Por un lado, el lazo cerrado con la realimentación del controlador y, por el otro, el cociente de productos. Después, se unirán ambas funciones. En base al procedimiento explicado, se pueden escribir las siguientes expresiones (Ec. 56):

$$\frac{V}{\frac{I_{pert}}{DAB \cdot Ret}} = \frac{Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}{1 + Ret \cdot DAB \cdot PLANTA \cdot (K1_z + K2_z)} \quad (\text{Ec. 56})$$

$$\frac{V}{I_{pert}} = \frac{Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}{1 + Ret \cdot DAB \cdot PLANTA \cdot (K1_z + K2_z)} \cdot \frac{1}{Ret \cdot DAB}$$

Así pues, deberán hacerse dos discretizaciones por la metodología del *Zero Order Hold*. Una, para el ( $DAB + PLANTA$ ) y la otra, para el  $DAB$ , solamente (Ec. 57).

$$DAB_{PLANTA(z)} = - \frac{(e^{\frac{T}{\tau}} + T - \tau) \cdot z + (-Te^{\frac{T}{\tau}} - e^{\frac{T}{\tau}}\tau + \tau)}{C_{bus} \cdot (z - 1) \cdot (-z + e^{\frac{T}{\tau}})} \quad (\text{Ec. 57})$$

$$DAB(z) = \frac{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}{\frac{T}{\tau} \cdot z - 1}$$

Por tanto, la función de transferencia final del sistema es la siguiente (Ec. 58):

$$\frac{V(z)}{I_{pert(z)}} = \left( \frac{- \frac{(e^{\frac{T}{\tau}} + T - \tau) \cdot z + (-Te^{\frac{T}{\tau}} - e^{\frac{T}{\tau}}\tau + \tau)}{C_{bus} \cdot (z - 1) \cdot (-z + e^{\frac{T}{\tau}})}}{1 + \left[ \left( - \frac{(e^{\frac{T}{\tau}} + T - \tau) \cdot z + (-Te^{\frac{T}{\tau}} - e^{\frac{T}{\tau}}\tau + \tau)}{C_{bus} \cdot (z - 1) \cdot (-z + e^{\frac{T}{\tau}})} \right) \cdot (K1_z + K2_z) \right]} \right) \cdot \frac{1}{\frac{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}{\frac{T}{\tau} \cdot z - 1}} \quad (\text{Ec. 58})$$

Sustituyendo los valores de la (Tabla 9), se reduce el sistema a la expresión (Ec. 59), la cual tendrá dos ceros y dos polos.

Tiempo de muestreo ( $T$ )	$T = \frac{1}{40000} \text{ s}$
Energía batería 1 ( $Ebat_1$ )	30 kW
Energía batería 2 ( $Ebat_2$ )	18 kW
Ganancia del DAB 1 ( $K1_z$ )	$K1_z = 1,83$
Ganancia del DAB 2 ( $K2_z$ )	$K2_z = 1,10$
Condensador del bus ( $C_{bus}$ )	$7,2 \cdot 10^{-3} \text{ F}$
Constante de tiempo ( $\tau$ )	$\tau = 1 \cdot 10^{-3} \text{ s}$

Tabla 9 Valores conocidos de la función de transferencia.

$$\frac{V(z)}{I_{pert}(z)} = \frac{9,037498616 \cdot 10^{-8} \cdot z^2 + 1,481390944 \cdot 10^{-9} \cdot z - 8,741216129 \cdot 10^{-8}}{0,00005184 \cdot z^2 - 0,0001023935265 \cdot z + 0,00005056655093} \quad (\text{Ec. 59})$$

Cabe destacar que la perturbación puede ser positiva o negativa. En este caso, se ha analizado para el segundo de los casos. El resultado de esta, el cual viene graficado en (Figura 48), proporciona una relación ( $V/A$ ). Es decir, cada amperio de carga ( $I_{pert} = -1$ ) supondrá una caída de tensión del bus igual a  $-0,34 \text{ V}$ .



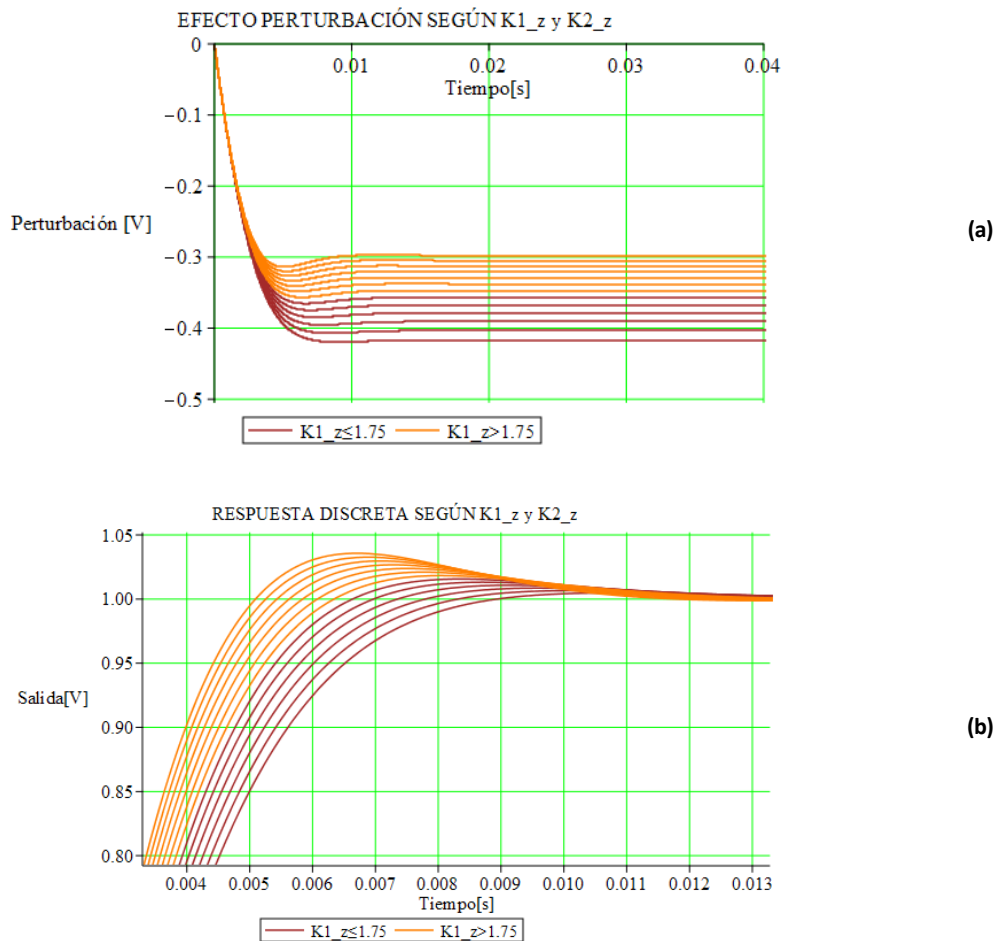
Figura 48 Efecto de una corriente de perturbación en la planta. (Fuente: Propia)

A su vez, se puede calcular la caída de tensión máxima posible (Ec. 60), ya que el límite de corriente que puede suministrar cada uno de los convertidores DAB es de  $I_{DAB_{max}} = 25 \text{ A}$ .

$$\Delta V_{max} = -0,34 \cdot 2 \cdot I_{DAB_{max}} = -0,34 \cdot 50 = -17 \text{ V} \rightarrow \Delta V_{max} = \pm 17 \text{ V} \quad (\text{Ec. 60})$$

Una vez analizado el efecto de una corriente de perturbación en el bus DC de la microrred para las constantes  $K1_z$  y  $K2_z$ , se estudia si, para pequeñas modificaciones de estas, existe otra combinación  $K1'_z$  y  $K2'_z$  que permita reducir dicho efecto sin perjudicar en la dinámica transitoria.

Para ello, se ha realizado un proceso iterativo, en el cual se iban adjudicando valores a las constantes teniendo en cuenta  $K_{rv}$  y se obtenía el resultado de la perturbación, así como la dinámica del sistema para cada pareja de  $K1'_z$  y  $K2'_z$ . Las siguientes (Figura 49a) y (Figura 49b) muestran los resultados.



**Figura 49** [ $K1z\_max = 2,5$  y  $K1z\_min = 1,5$ , paso 0,1]. **(a)** Efecto de una corriente de perturbación en la planta para varias combinaciones de constantes  $K1'_z$  y  $K2'_z$ . **(b)** Respuesta del primario para varias combinaciones de constantes. (Fuente: Propia)

A partir de la (Figura 49) se puede observar que, al aumentar el valor de  $K1_z$ , la caída de tensión en el bus debida a la corriente de perturbación disminuye a la vez que el tiempo de subida y el sobre pico hacen lo contrario.

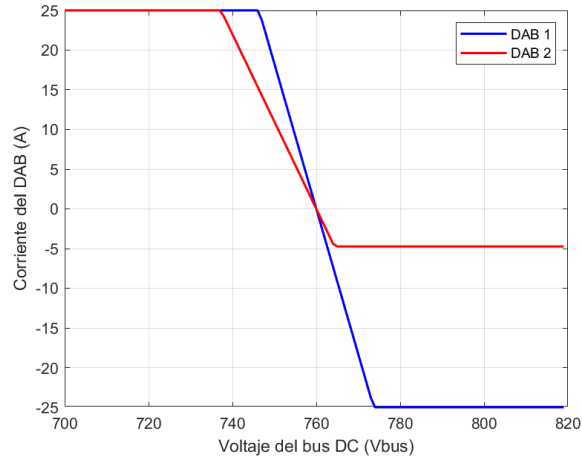
Se puede concluir que, para un tiempo de muestreo  $T = \frac{1}{40000}$ , cualquier combinación de constantes donde  $K1_z > 1,75$ , el sistema responderá de una forma óptima frente a perturbaciones, y equilibrada en términos de tiempo de subida y sobre pico para un voltaje de referencia.

Por tanto, debido a que las constantes discretas calculadas cumplen con lo mencionado previamente, estas se asignarán, según se muestra en la (Tabla 10), al control primario *droop*.

<b>Ganancia del DAB 1 (<math>K1_z</math>)</b>	$K1_z = 1,83$
<b>Ganancia del DAB 2 (<math>K2_z</math>)</b>	$K2_z = 1,10$
<b>Límites de tensión del droop primario</b>	$\Delta V_{max} = \pm 17 V$
<b>Tiempo de muestreo (<math>T</math>)</b>	$T = \frac{1}{40000} s$

**Tabla 10** Resultados finales de la sintonización del primario.

Finalmente, se caracterizan las curvas del *droop* (Figura 50) según los cálculos realizados. Cabe destacar que, en la correspondiente al DAB2, se ve limitada por la corriente máxima de carga de la batería de ese nodo.



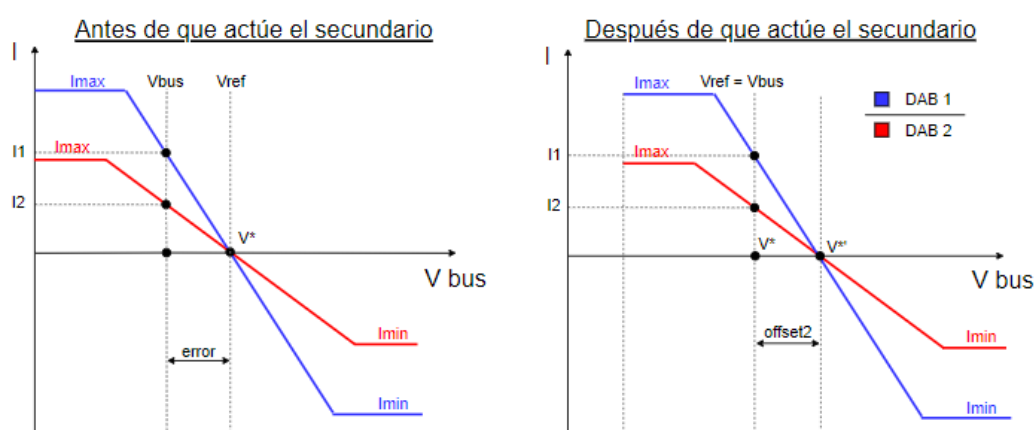
**Figura 50** Rectas del control primario *droop* DC. (Fuente: Propia)

## 5.3. Control secundario

### 5.3.1. Concepto teórico

Resumiendo lo explicado en el capítulo anterior, el control primario proporciona una corriente total distribuida entre el número de convertidores y proporcional al valor de su constante. Aun así, el primer lazo de control frente a una corriente de perturbación en la planta es insuficiente para garantizar un error estacionario nulo.

Consecuentemente, el control secundario tiene como principal función monitorizar la tensión del bus DC para mantener su estabilidad en el valor de referencia independientemente de las corrientes de perturbación. Esto se consigue desplazando horizontalmente y a la vez, un valor *offset2*, todas las curvas del *droop* DC (Figura 51). Por esta razón, el control secundario es común para todos los convertidores que participan en la regulación del bus y suele ejecutarse desde una unidad central usando comunicaciones.



**Figura 51** Representación del funcionamiento del control secundario mediante las rectas del *droop*. (Fuente: Propia)

El control secundario es, en definitiva, un proporcional-integral (PI) que trabaja con unos tiempos de establecimiento mayores que los del primario, ya que durante el inicio de su actuación el bus ya estará contenido dentro de unos márgenes aceptables gracias a rápida respuesta del primer lazo.

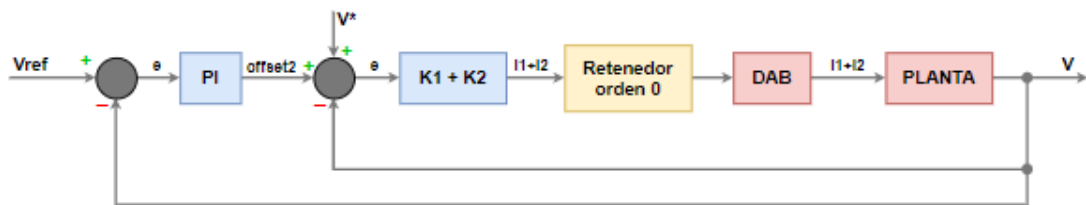
### 5.3.2. Discretización y análisis en tiempo discreto, $T = 1/40k$ s

El diseño del control secundario discreto pasará por varias fases, las cuales conviene resumir para mantener un orden del procedimiento seguido y los varios análisis realizados:

- En primer lugar, se discretizará el sistema a partir de las ecuaciones en tiempo continuo y la metodología del *Zero Order Hold* (4.3.2).
- Debido a la complejidad estudiar un sistema de tercer orden con las metodologías de análisis en tiempo discreto, se trasladará al dominio  $S^*$  para poder usar las técnicas del tiempo continuo y se obtendrán los primeros resultados.
- Se realizará un estudio sobre el efecto del cero para poder minimizarlo.
- Se comprobará si las últimas constantes obtenidas actúan correctamente frente a una corriente de perturbación en la planta (5.3.3).
- Finalmente, teniendo en cuenta que el secundario se ejecuta de forma centralizada y requiere de comunicaciones que requieren de sus tiempos de procesado, se determinarán unas nuevas constantes para un tiempo de muestreo de 100 ms (5.3.4).

A diferencia del control primario, en el secundario no se hará ningún tipo de alusión al sistema correspondiente en tiempo continuo, ya que este no puede tomarse como referencia por la presencia de ceros, los cuales modifican la respuesta “ideal”.

La monitorización del *offset2* del control secundario se realiza mediante un PI, el cual se añade al lazo del control primario (Figura 52):



**Figura 52** Diagrama de bloques del sistema para la sintonización del secundario. (Fuente: Propia)

La tensión de referencia del primario  $V^*$  se obviará con el objetivo de mantener la estructura de un sistema *SISO*. La discretización del (*DAB + PLANTA*) se hará mediante el *Zero Order Hold*, mientras que el compensador PI, se realizará por aproximación bilineal (4.5).

Así pues, se obtienen las siguientes ecuaciones (Ec. 61) donde  $Kp_{2z}$  y  $Ki_{2z}$  son las constantes correspondientes del PI del secundario en el dominio Z:

$$PLANTA(z) = -\frac{(e^{-\frac{T}{\tau}} + T - \tau) \cdot z + (-Te^{-\frac{T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}\tau + \tau)}{C_{bus} \cdot (z - 1) \cdot \left(-z + e^{-\frac{T}{\tau}}\right)}$$

$$PRIMARIO(z) = K1_z + K2_z$$
(Ec. 61)

$$PI(z) = \frac{(Ki_{2_z}T + 2Kp_{2_z}) \cdot z + Ki_{2_z}T - 2Kp_{2_z}}{2 \cdot (z - 1)}$$

A partir de (Ec. 61), se pueden obtener las funciones de lazo abierto  $LA(z)$  y lazo cerrado  $LC(z)$ . Las expresiones resultantes son muy extensas, por lo que se abreviarán de la siguiente forma (Ec. 62):

$$LA(z) = \frac{PLANTA(z) \cdot PRIMARIO(z)}{1 + PLANTA(z) \cdot PRIMARIO(z)} \cdot PI(z)$$

$$LC(z) = \frac{LA(z)}{1 + LA(z)} = \frac{\frac{PLANTA(z) \cdot PRIMARIO(z)}{1 + PLANTA(z) \cdot PRIMARIO(z)} \cdot PI(z)}{1 + \left(\frac{PLANTA(z) \cdot PRIMARIO(z)}{1 + PLANTA(z) \cdot PRIMARIO(z)} \cdot PI(z)\right)} = \frac{z^2 + A \cdot z + B}{z^3 + C \cdot z^2 + D \cdot z + E}$$

Donde,

(Ec. 62)

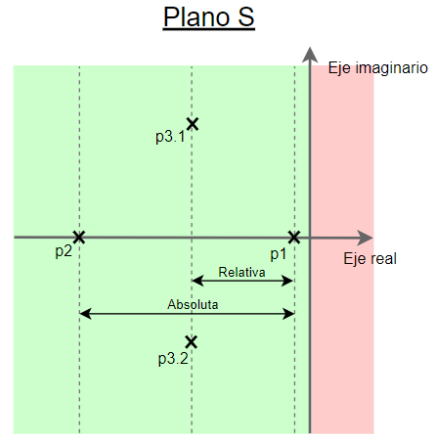
- $A = f(Kp_{2_z}, Ki_{2_z}, K1_z, K2_z, T, \tau)$
- $B = f(Kp_{2_z}, Ki_{2_z}, K1_z, K2_z, T, \tau)$
- $C = f(Kp_{2_z}, Ki_{2_z}, K1_z, K2_z, T, \tau, C_{bus})$
- $D = f(Kp_{2_z}, Ki_{2_z}, K1_z, K2_z, T, \tau, C_{bus})$
- $E = f(Kp_{2_z}, Ki_{2_z}, K1_z, K2_z, T, \tau, C_{bus})$

El sistema obtenido (Ec. 62) contiene dos ceros y tres polos. Para analizar sistemas de orden superior deben aplicarse metodologías basadas en la dominancia de polos (Figura 53), por ejemplo. Estas, fuerzan una localización de los polos, ya sean reales o complejos conjugados, en función del comportamiento que se desee. El/los polos, cuya parte real sea más cercana al eje imaginario marcarán dominancia respecto el/los otros, ya que la dinámica de los primeros será considerablemente más lenta. Al aplicar dominancia de polos en tiempo discreto resulta conveniente trabajar des del plano  $S^*$ . De esta forma, se podrán considerar los criterios de dominancia típicos en tiempo continuo (Ec. 63):

$$Dominancia\ relativa \rightarrow Real(p2) > 5 \cdot Real(p1)$$
(Ec. 63)

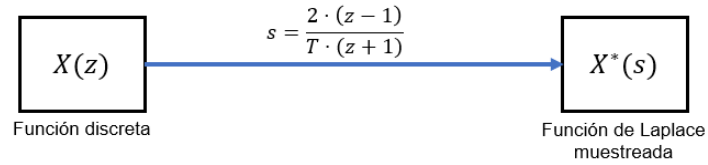
$$Dominancia\ absoluta \rightarrow Real(p2) > 10 \cdot Real(p1)$$





**Figura 53** Concepto de dominancia relativa o absoluta en el plano S. (Fuente: Propia)

Para convertir la función de transferencia discreta definida en el plano Z, a una equivalente  $LC^*(s)$  definida en el plano S\* de seguirse lo explicado en el apartado (4.3) y resumido en la (Figura 54). El uso de la aproximación bilineal es debido a la presencia de un cero con parte real negativa, lo que se traduce en que no se obtiene solución alguna mediante  $s = \frac{1}{T} \cdot \ln(z)$ .



**Figura 54** Conversión de una función discreta a una continua y muestreada. (Fuente: Propia)

Cabe mencionar que, al usar la aproximación matemática bilineal, siempre aparece un nuevo cero en  $s = \frac{2}{T}$ , la parte real del cual será positiva y muy lejana al eje imaginario por lo que su influencia en la dinámica será despreciable.

Debido a la extensión de la función  $LC^*(s)$ , esta se resume de la siguiente forma (Ec. 64):

$$LC^*(s) = \frac{s^3 + A \cdot s^2 + B \cdot s + C}{s^3 + D \cdot s^2 + E \cdot s + F}$$

Donde,

- $A = f(Kp_{2z}, Ki_{2z}, T, \tau)$
- $B = f(Kp_{2z}, Ki_{2z}, T, \tau)$
- $C = f(Kp_{2z}, Ki_{2z}, T, \tau)$
- $D = f(Kp_{2z}, Ki_{2z}, K1_z, K2_z, T, \tau, C_{bus})$
- $E = f(Kp_{2z}, Ki_{2z}, K1_z, K2_z, T, \tau, C_{bus})$
- $F = f(Kp_{2z}, Ki_{2z}, K1_z, K2_z, T, \tau, C_{bus})$

(Ec. 64)

A partir de la expresión anterior se observa que el sistema tendrá un total de tres polos. En el caso de estudio, se opta por una respuesta de primer orden. Es decir, un polo real ( $p_1$ ) dominará respecto al par de polos complejos conjugados ( $p_2$ ) y ( $p_3$ ) o, dicho de otra forma, la dinámica de  $p_1$  será suficientemente más lenta que la de  $p_2$  y  $p_3$  como para despreciar la de estos últimos.

El denominador de  $LC^*(s)$  puede caracterizarse como (Ec. 65):

$$Ec2 = (s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2) \cdot (s - p_1) \quad (\text{Ec. 65})$$

A su vez y con el objetivo de reducir incógnitas,  $Kp_{2_z}$  tomará valor unitario para no amplificar la respuesta ante errores y  $p_1$  se posicionará según la dinámica que se desee. Los valores de estos últimos parámetros junto a otros ya conocidos se muestran en la (Tabla 11). De esta forma, el sistema quedará simplificado y podrán establecerse tres relaciones según se detalla en (Ec. 66).

Constante proporcional ( $Kp_{2_z}$ )	$Kp_{2_z} = 1$
Polo real ( $p_1$ )	$p_1 = -30 \rightarrow ts \cong 133 \text{ ms}$
Ganancia del DAB 1 ( $K1_z$ )	$K1_z = 1,83$
Ganancia del DAB 2 ( $K2_z$ )	$K2_z = 1.10$
Tiempo de muestreo ( $T$ )	$T = \frac{1}{40000} \text{ s}$
Constante de tiempo ( $\tau$ )	$\tau = 1 \cdot 10^{-3} \text{ s}$
Condensador del bus ( $C_{bus}$ )	$C_{bus} = 7,2 \cdot 10^{-3} \text{ F}$

**Tabla 11** Valores conocidos e impuestos de la función de transferencia.

$$Rel0 \rightarrow 30 - p_2 - p_3 = 989,8154774 - 2,648697593 \cdot 10^{-7} \cdot Ki_{2_z}$$

$$Rel1 \rightarrow p_2 \cdot p_3 - 30 \cdot p_2 - 30 \cdot p_3 = 814028,3627 - 5,066491355 \cdot Ki_{2_z}$$

$$Rel2 \rightarrow 30 \cdot p_2 \cdot p_3 = 407014,1786 \cdot Ki_{2_z} \quad (\text{Ec. 66})$$

Donde,

- $p_2 = \left(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}\right) \cdot \omega_n$
- $p_3 = \left(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}\right) \cdot \omega_n$

Finalmente, si se resuelve para (Ec. 66), se obtienen los resultados que se muestran en (Tabla 12):

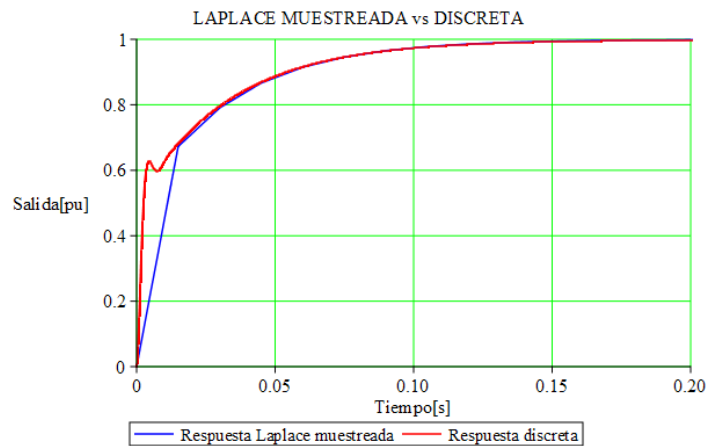
Constante proporcional ( $Kp_{2z}$ )	$Kp_{2z} = 1$
Constante integral ( $Ki_{2z}$ )	$Ki_{2z} = 57,86$
Polo real ( $p1$ )	$p1 = -30$
Polo complejo conjugado ( $p2$ )	$p2 = -479,91 - j744,73$
Polo complejo conjugado ( $p3$ )	$p3 = -479,91 + j744,73$

**Tabla 12** Resultados obtenidos del control secundario para  $T = \frac{1}{40000}$ .

Antes de avanzar con el análisis, debe verificarse (Ec. 67) que se cumple el criterio de dominancia (Ec. 63).

$$Dominancia = \frac{Real(p2)}{Real(p1)} = \frac{Real(p3)}{Real(p1)} = -\frac{479.91}{-30} \cong 16 \gg 10 \rightarrow Absoluta \quad (\text{Ec. 67})$$

Por otra parte, puede compararse la respuesta de  $LC(z)$  frente a  $LC^*(s)$  (Figura 55), con el objetivo de validar que no existen grandes diferencias debidas a la aproximación bilineal en vez de  $s = \frac{1}{T} \cdot \ln(z)$ .



**Figura 55** Comparación entre la respuesta de Laplace continua y muestreada y la discreta. (Fuente: Propia)

A partir de la gráfica anterior, pueden deducirse algunas cosas:

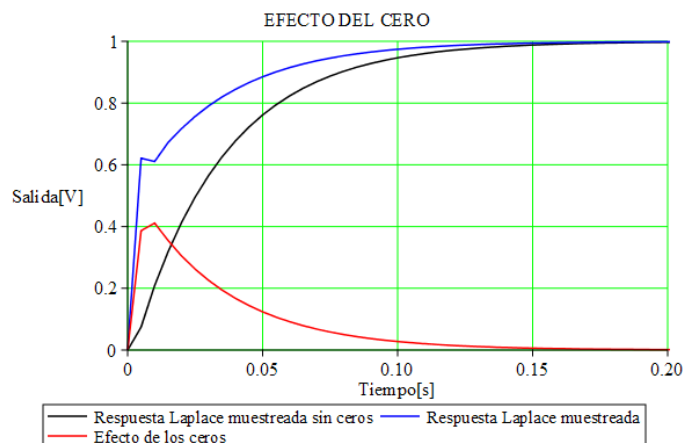
- La aproximación matemática bilineal puede considerarse válida, ya que ambas respuestas guardan una gran similitud.
- El tiempo de subida de la respuesta discreta tiene un tramo bastante rápido. Debido a que este efecto es característico de la aportación dinámica de los ceros, esta será analizada.

Generalmente, los sistemas de control suelen sintetizarse en base a su denominador. Aun así, a medida que la complejidad de los sistemas va aumentando, es muy probable que la respuesta obtenida difiera de la esperada. Este hecho, responde a las aportaciones dinámicas a la respuesta del sistema por parte de los ceros (Tabla 13).

AFECTACIÓN DE LOS CEROS EN LA DINÁMICA DEL SISTEMA EN EL PLANO S	
<b>Cero en semiplano izquierdo de S</b>	Provoca una respuesta al escalón más rápida: <ul style="list-style-type: none"> <li>● Aumenta el sobre pico.</li> <li>● Disminuye el tiempo de subida.</li> <li>● El tiempo de establecimiento casi no se ve afectado.</li> <li>● Ceros con parte real negativa muy grande, tienen una dinámica muy rápida y su afectación suele observarse solo al inicio de la respuesta. A veces, inapreciable.</li> </ul>
<b>Cero en semiplano derecho de S</b>	Provoca una respuesta al escalón más lenta sin afectar en la estabilidad del sistema. <ul style="list-style-type: none"> <li>● Puede provocar una respuesta sobre amortiguada.</li> </ul>

**Tabla 13** Resumen de los posibles efectos del cero en la respuesta del sistema.

Seguidamente, se representa la influencia de los ceros en la respuesta del sistema (Figura 56).



**Figura 56** Análisis del efecto del cero en la dinámica del sistema. (Fuente: Propia)

A continuación, se tratará de reducir la aportación de los ceros con una nueva pareja de constantes  $Kp'_{2z}$  y  $Ki'_{2z}$ , que mejoren la dinámica del sistema y conserven la dominancia absoluta. Para ello, se ha realizado un barrido de valores de la constante proporcional.

Debido a que se desea reducir el tiempo de subida, se puede intuir que  $Kp'_{2z} < Kp_{2z}$ .

Asimismo, debe considerarse que, al modificar  $Kp_{2z}$ , también lo hará  $Ki_{2z}$ . En la (Figura 57), se muestra que ambas constantes mantienen una relación lineal.

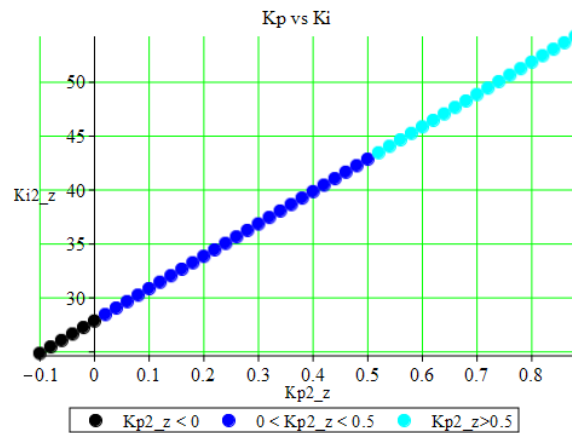


Figura 57 [ $Kp_{min}=-0,1$ ,  $Kp_{max}=1$ , Paso=0,02] Relación entre Kp y Ki del control secundario. (Fuente: Propia)

Al modificar las constantes del controlador PI, también lo hará la localización de los polos. Por este motivo, debe comprobarse que la dominancia sigue cumpliéndose (Figura 58).

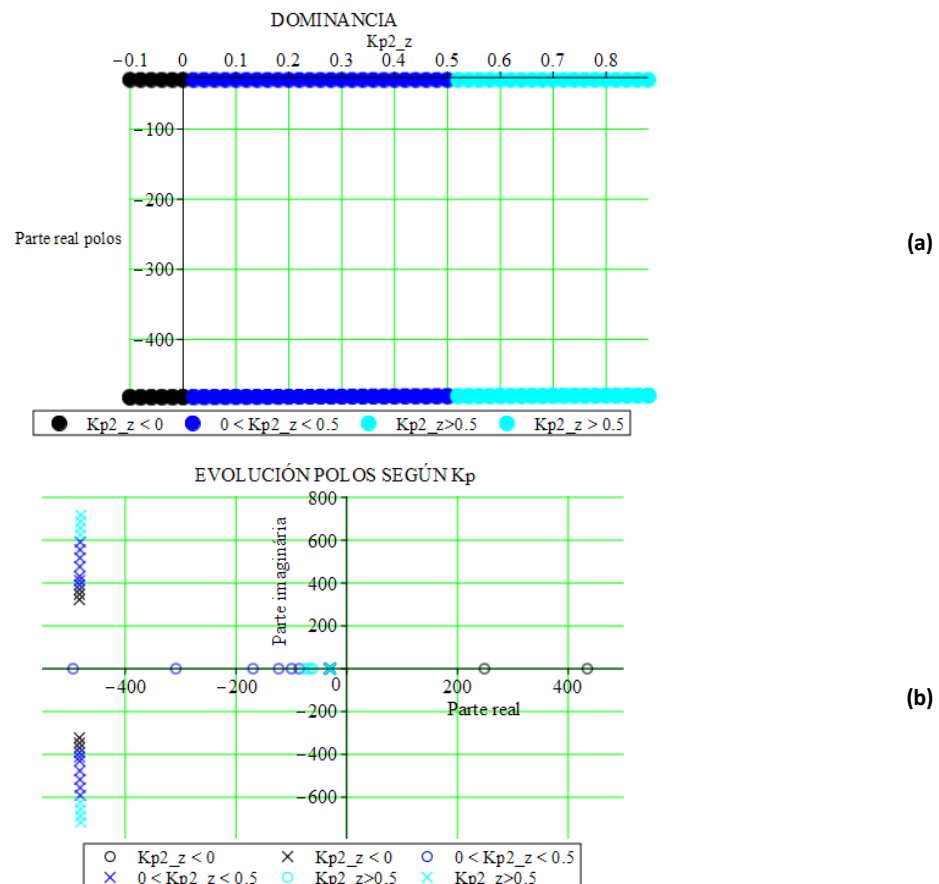
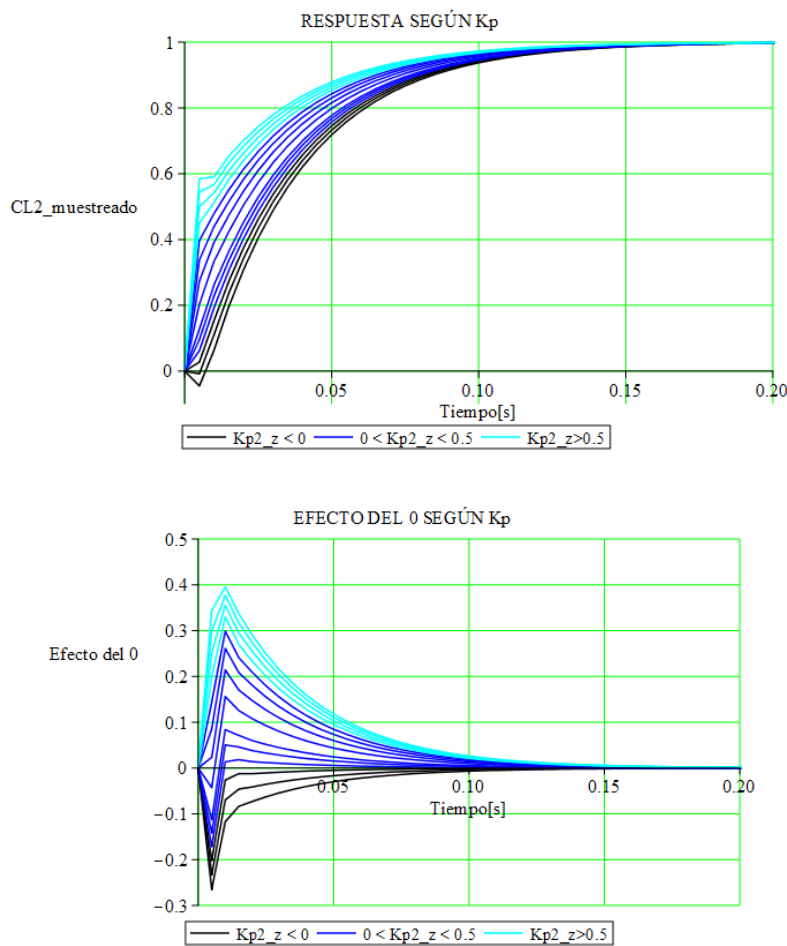


Figura 58 [ $Kp_{min}=-0,1$ ,  $Kp_{max}=1$ , Paso=0,02] (a) Dominancia de los polos para distintos valores de Kp y Ki del secundario. (b) Ceros y polos en el plano S muestreado según las constantes Kp y Ki del secundario. (Fuente: Propia)

La (Figura 58a) demuestra que para todas las combinaciones de  $Kp_{2z}$  y  $Ki_{2z}$ , se tendrá dominancia absoluta del polo real frente a los complejos conjugados. Este hecho, también puede verse en la (Figura 58b), ya que la evolución de la parte real de los polos complejos conjugados respecto al eje real del plano S, es prácticamente nula.

Asimismo, por lo que refiere a los ceros, solo se muestra la evolución del cero más influyente sobre los polos. Esto, es debido a que los dos restantes están situados muy lejos del eje imaginario y, por tanto, su contribución dinámica es inapreciable. Observando la evolución del cero representado, se puede ver cómo, a medida que el valor de  $Kp_{2z}$  va aumentando, este se acerca más al polo real y, por tanto, influye más sobre el mismo. Por el contrario, para valores negativos de  $Kp_{2z}$ , el cero se sitúa en el semi plano derecho, cosa que afectará en un atraso sobre el inicio de la respuesta.



**Figura 59** [ $Kp\_min=-0,1$ ,  $Kp\_max=1$ ,  $Paso=0,02$ ] (a) Respuesta del sistema para distintos valores de  $Kp$  y  $Ki$  del secundario. (b) Efecto del cero para distintos valores de  $Kp$  y  $Ki$  del secundario. (Fuente: Propia)

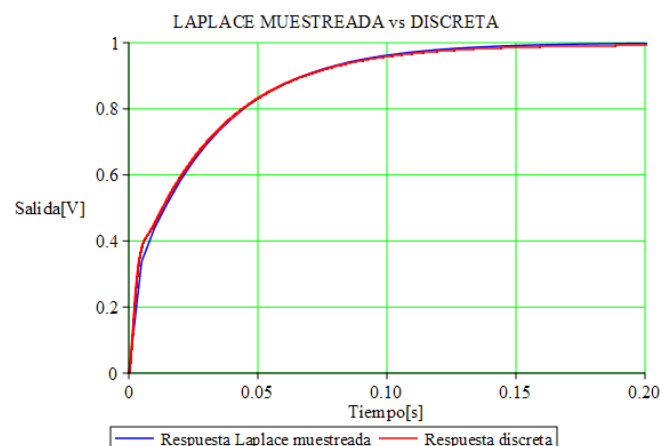
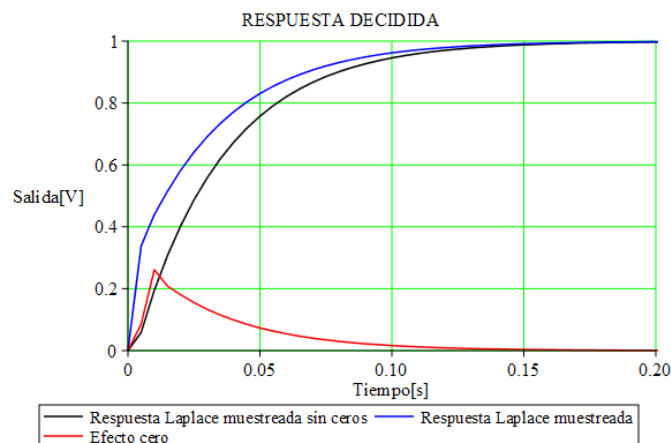
La (Figura 59a) muestra las diferencias entre las respuestas del sistema en función de la combinación de  $Kp_{2z}$  y  $Ki_{2z}$ . Gran parte de las diferencias entre ellas es debida al efecto del cero (Figura 59b).

En base a los resultados obtenidos sobre el efecto del cero, se puede concluir que, para una pareja de constantes, cuya proporcional esté comprendida entre ( $0.2 < Kp_{2z} < 0.5$ ), se reducirá el tiempo de subida sin ralentizar la respuesta inicial, se mantendrá la estabilidad del sistema y también la dominancia del polo real  $p_1$ . Así pues, a falta de validar las constantes frente a una corriente de perturbación, las  $Kp_{2z}$  y  $Ki_{2z}$  del control secundario son (Tabla 14):

Constante proporcional ( $Kp_{2z}$ )	$Kp_{2z} = 0,4$
Constante proporcional ( $Ki_{2z}$ )	$Ki_{2z} = 39,856$
Posición del polo real ( $p_1$ )	$p_1 = -30$
Posición del cero una vez movido ( $c_1$ )	$c_1 = -100$

**Tabla 14** Constantes definitivas del control secundario para  $T = \frac{1}{40000}$  a falta del análisis de perturbaciones.

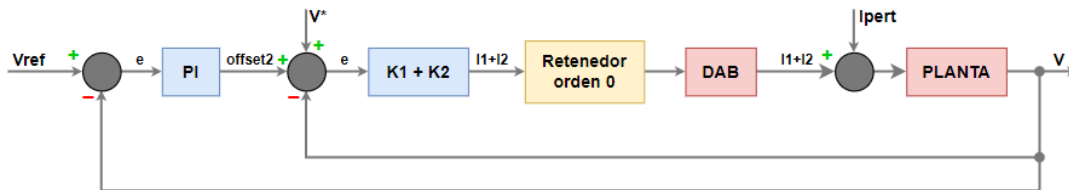
Finalmente se grafican las respuestas (Figura 60) con las nuevas constantes  $Kp_{2z}$  y  $Ki_{2z}$  definidas.



**Figura 60** (a) Respuesta del secundario con el efecto del cero reducido. (b) Respuesta del control secundario discreto y muestreado para las nuevas constantes  $Kp$  y  $Ki$ . (Fuente: Propia)

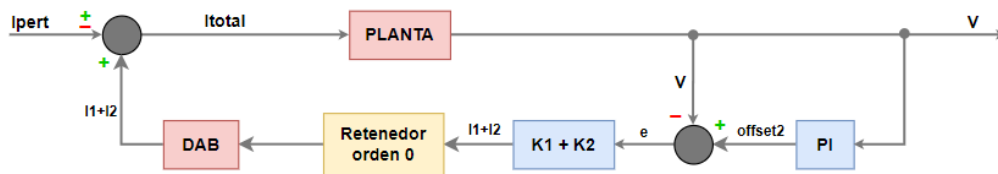
### 5.3.3. Respuesta del secundario frente a perturbaciones

En base a los mismos argumentos descritos en el correspondiente apartado del control primario (5.2.7), debe validarse que las constantes obtenidas actúan frente a una corriente perturbación anulando el efecto de esta por lo que a tensión se refiere. El sistema de trabajo hasta ahora es el mostrado en la (Figura 61), en el cual se consideraba una  $I_{pert}$  y un  $V^*$  iguales a cero para obtener un sistema *SISO*.



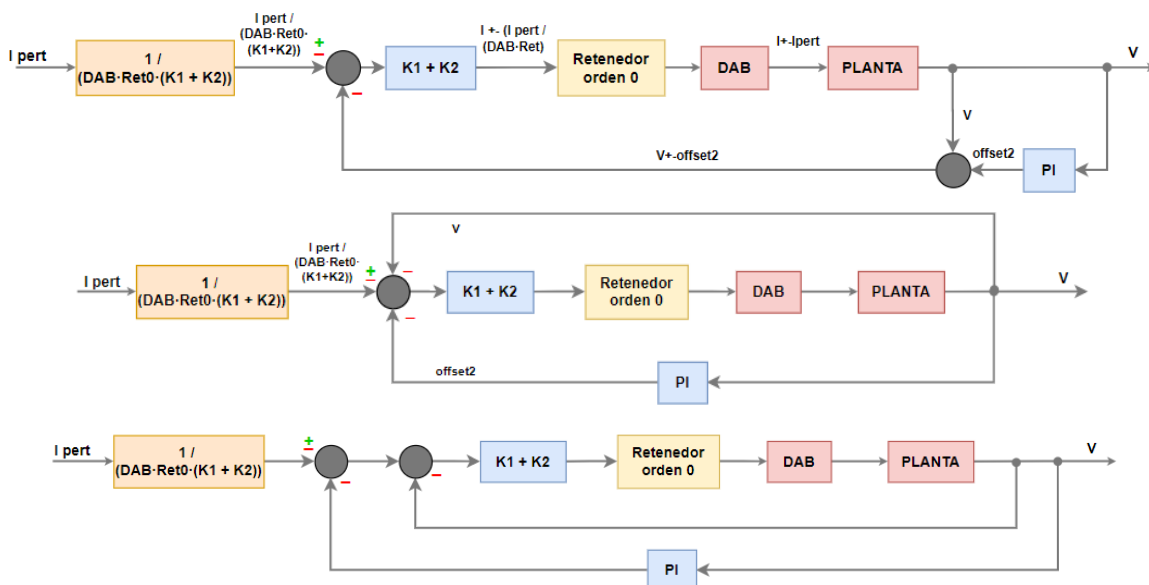
**Figura 61** Diagrama de bloques original para la sintonización del secundario. (Fuente: Propia)

Para observar el efecto de las perturbaciones, el diagrama de bloques puede redistribuirse (Figura 62).



**Figura 62** Diagrama de bloques correspondiente a la tensión del bus frente a una corriente de perturbación en la planta. (Fuente: Propia)

Tal y como se hizo en el control primario, se redistribuirá el diagrama de bloques (Figura 63) con el fin de localizar el retenedor de orden cero en una posición adecuada.



**Figura 63** Diagrama de bloques modificado para la sintonización del secundario frente a una corriente de perturbación en la planta. (Fuente: Propia)



El sistema mostrado en (Figura 63) se tratará por partes (Ec. 68). Primeramente, el lazo cerrado interno, el cual será el abierto del lazo cerrado externo. Una vez obtenido este último, se unirá junto a los cocientes.

$$\frac{\frac{V}{I_{pert}}}{DAB \cdot Ret \cdot (K1_z + K2_z)} = \frac{\frac{(K1_z + K2_z) \cdot Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}{1 + (K1_z + K2_z) \cdot Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}}{1 + \frac{(K1_z + K2_z) \cdot Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}{1 + (K1_z + K2_z) \cdot Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}} \cdot PI \quad (Ec. 68)$$

$$\frac{V}{I_{pert}} = \frac{\frac{(K1_z + K2_z) \cdot Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}{1 + (K1_z + K2_z) \cdot Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}}{1 + \frac{(K1_z + K2_z) \cdot Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}{1 + (K1_z + K2_z) \cdot Ret \cdot DAB \cdot PLANTA}} \cdot PI \cdot \frac{1}{DAB \cdot Ret \cdot (K1_z + K2_z)}$$

Así pues, deberán hacerse dos discretizaciones por la metodología del *Zero Order Hold*. Una, para el  $DAB + PLANTA$  y la otra, para el  $DAB$ , solamente. Por otro lado, el PI se discretizará por aproximación bilineal (Ec. 69).

$$DAB_{PLANTA}(z) = - \frac{(e^{-\frac{T}{\tau}} + T - \tau) \cdot z + (-Te^{-\frac{T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} + \tau)}{C_{bus} \cdot (z - 1) \cdot (-z + e^{-\frac{T}{\tau}})}$$

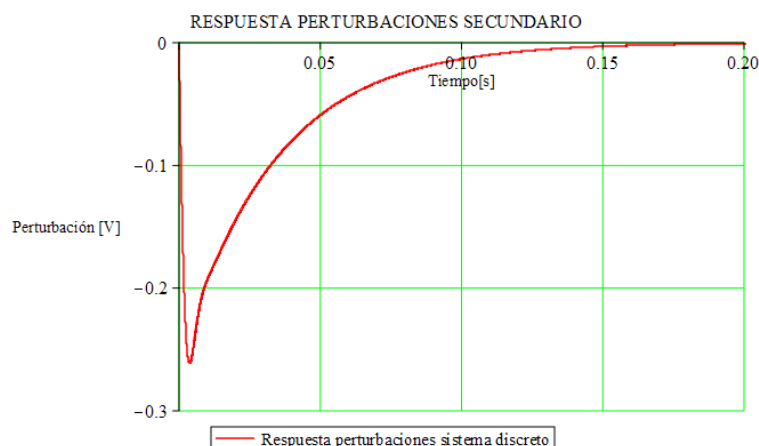
$$DAB(z) = \frac{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} \cdot z - 1} \quad (Ec. 69)$$

$$PI(z) = \frac{(Ki_{2z}T + 2Kp_{2z}) \cdot z + Ki_{2z}T - 2Kp_{2z}}{2 \cdot (z - 1)}$$

Sustituyendo las expresiones (Ec. 69) en (Ec. 68) junto con los valores mostrados en la (Tabla 15) puede obtenerse la función de transferencia del sistema, así como su respuesta frente a una corriente de perturbación negativa en la planta (Figura 64).

Constante proporcional ( $Kp_{2z}$ )	$Kp_{2z} = 0,4$
Constante proporcional ( $Ki_{2z}$ )	$Ki_{2z} = 39,856$
Ganancia del DAB 1 ( $K1_z$ )	$K1_z = 1,83$
Ganancia del DAB 2 ( $K2_z$ )	$K2_z = 1,10$
Tiempo de muestreo ( $T$ )	$T = \frac{1}{40000} \text{ s}$
Constante de tiempo ( $\tau$ )	$\tau = 1 \cdot 10^{-3} \text{ s}$
Condensador del bus ( $C_{bus}$ )	$C_{bus} = 7,2 \cdot 10^{-3} \text{ F}$

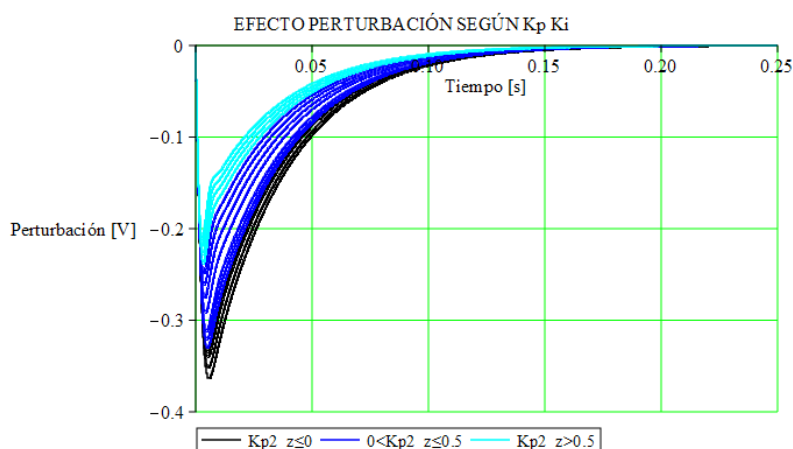
**Tabla 15** Valores conocidos de la función de transferencia.



**Figura 64** Respuesta de la tensión del bus frente a una corriente de perturbación en la planta. (Fuente: Propia)

Una vez analizado el efecto de una corriente de perturbación en el bus DC de la microrred para las constantes  $Kp_{2z} = 0,4$  y  $Ki_{2z} = 39,856$ , conviene estudiar si para pequeñas modificaciones de estas, se puede encontrar otra pareja que permita una corrección más rápida. Para ello, se ha realizado un proceso iterativo, en el cual se iban adjudicando valores a la constante proporcional entre  $-0.1 < Kp_{2z} < 1$  y se obtenía el resultado de la perturbación.

A continuación, se muestran los resultados del análisis explicado (Figura 65).

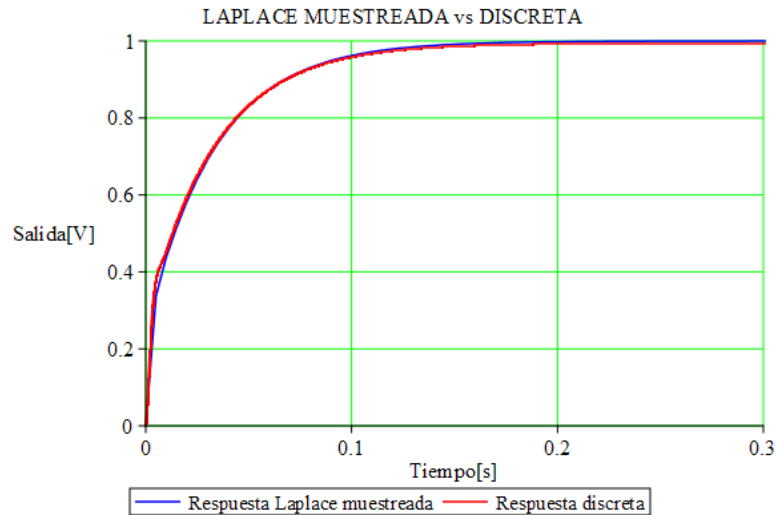


**Figura 65** [ $Kp\_min=-0,1$ ,  $Kp\_max=1$ ,  $Paso=0,02$ ] Respuesta de la tensión del bus frente a una corriente de perturbación en la planta para varias constantes Kp y Ki. (Fuente: Propia)

En vista de los resultados obtenidos y teniendo presente el análisis realizado anteriormente sobre el efecto del cero, se considera que las últimas constantes decididas también ofrecen un comportamiento óptimo y equilibrado frente a perturbaciones. Así pues, las constantes del control secundario son (Tabla 16) y su respuesta definitiva se representa en (Figura 66).

Constante proporcional del secundario ( $Kp_{2z}$ )	$Kp_{2z} = 0,4$
Constante integral del secundario ( $Ki_{2z}$ )	$Ki_{2z} = 39,856$

**Tabla 16** Constantes Kp y Ki definitivas del control secundario del *droop* DC para  $T = \frac{1}{40000}$  s.



**Figura 66** Respuesta definitiva del sistema teniendo en cuenta el primario y el secundario. (Fuente: Propia)

#### 5.3.4. Discretización y análisis en tiempo discreto, $T = 100$ ms

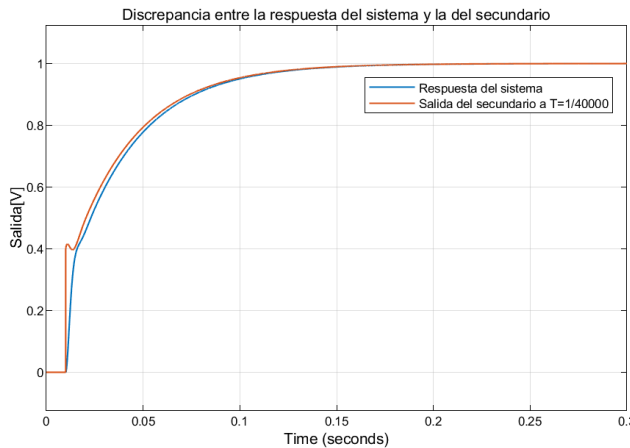
Anteriormente, se ha realizado el análisis del sistema en tiempo discreto con  $T = \frac{1}{40000}$ .

Aun así, no se han evaluado posibles discrepancias en las respuestas del primario y secundario. Esto puede verse teniendo en cuenta que, ambos lazos de control muestrean a la misma velocidad, pero el más interno de ellos (el primario) tiene un tiempo de establecimiento menor.

$$\begin{aligned}
 &\text{Tiempo establecimiento primario } (ts_1) \rightarrow ts_1 = 0.01 \text{ s} \\
 &\text{Tiempo muestreo primario y secundario } (T) \rightarrow T = \frac{1}{40000} = 2.5 \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad (\text{Ec. 70}) \\
 &\frac{ts_1}{T} = \frac{0.01}{2.5 \cdot 10^{-5}} = 400 \text{ muestras}
 \end{aligned}$$

En (Ec. 70), se observa cómo durante el transitorio del primario, el secundario ha muestreado cuatrocientas veces.

El hecho de que el secundario procese una nueva muestra (*offset2*), la cual afectaría a la entrada del primario antes de que este último se hubiera estabilizado respecto la referencia anterior, produce desencuentros entre la trayectoria del sistema y la del secundario (Figura 67).

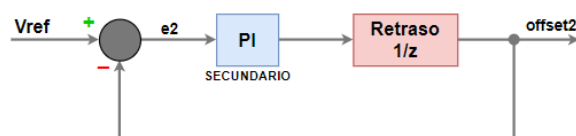


**Figura 67** Desencuentro entre la trayectoria del sistema y la del secundario. (Fuente: Propia)

Este concepto podrá entenderse mejor, ya que a continuación se realizará un estudio para un tiempo de muestreo del secundario ( $T_2 = 100 \text{ ms}$ ). La elección de este ha sido teniendo en cuenta que el secundario suele trabajar en tiempos de establecimiento del orden de segundos y de la necesidad de usar comunicaciones de bajo ancho de banda para esta aplicación.

Para la realización de este análisis debe tenerse en cuenta que no se podrá hallar una función de transferencia total del sistema, la cual contenga dos tiempos de muestreo distintos. Por este motivo, el secundario se sintonizará de forma separada. Para ello, se tendrán en cuenta algunas consideraciones, las cuales se detallan a continuación:

- El lazo cerrado interno de (Figura 61) no se tendrá en cuenta en el análisis. Esto es debido a que el muestreo del secundario es más lento que el tiempo de establecimiento del primario. Es decir, la tensión del bus ha alcanzado el mismo valor que la última orden del secundario. Por tanto, el primario es tan rápido que a ojos del secundario es inapreciable.
- Aun así, no puede sintonizarse un controlador PI realimentándose a sí mismo. Debe tenerse en cuenta que cuando se trabaja en tiempo discreto siempre se hace en base a muestras pasadas, las cuales se representan con los términos de  $z^{-kT}$ , ya que una nueva orden no puede tomarse en base a estados futuros. Si se aplica este concepto al caso de estudio, se deduce que la nueva comanda del secundario se determinará a partir de la realizada un período de muestreo previo. En definitiva, el control PI del secundario se sintonizará junto a un retraso  $\frac{1}{z}$  (Figura 68).



**Figura 68** Diagrama de bloques para la sintonización del secundario para  $T = 100 \text{ ms}$ . (Fuente: Propia)

El PI se discretiza mediante la aproximación bilineal (Ec. 71).

$$PI(z) = \frac{(Ki_{2z}T + 2Kp_{2z}) \cdot z + Ki_{2z}T - 2Kp_{2z}}{2 \cdot (z - 1)} \quad (\text{Ec. 71})$$

$$Retraso(z) = \frac{1}{z}$$

A partir de (Ec. 71), se determina la función de transferencia correspondiente (Ec. 72):

$$LC(z) = \frac{(Ki_{2z}T + 2Kp_{2z}) \cdot z + Ki_{2z}T - 2Kp_{2z}}{2 \cdot z^2 + (Ki_{2z}T + 2Kp_{2z} - 2) \cdot z + Ki_{2z}T - 2Kp_{2z}} \quad (\text{Ec. 72})$$

Tal y como se puede ver en (Ec. 72), la dinámica vendrá determinada por un cero y dos polos. Los pasos que se realizarán para el análisis del sistema pasarán, primeramente, por la sintonización del denominador, observar la influencia del cero en la localización de los polos y finalmente, optimizarla en caso de ser necesario.

El denominador se sintonizará a partir de la siguiente ecuación (Ec. 73):

$$Ec0 = z^2 - 2\rho \cos(\theta) \cdot z + \rho^2 \quad (\text{Ec. 73})$$

Además, teniendo en cuenta las siguientes expresiones, e imponiendo un tiempo de establecimiento y un sobre pico máximo (Tabla 17), se pueden obtener dos expresiones para dos incógnitas  $Kp_{2z}$  y  $Ki_{2z}$  (Ec. 75).

$$\theta = \omega_n \cdot T \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \quad \omega_n = e^{-\xi \cdot \omega_n \cdot T}$$

Donde,

$$\xi = -\ln(SP) \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi^2 + \ln(SP)^2}} \quad \omega_n = \frac{4}{\xi \cdot ts} \quad (\text{Ec. 74})$$

<b>Sobre pico máximo (SP)</b>	$SP = 0,02 \rightarrow 2\%$
<b>Tiempo de establecimiento (<math>ts_2</math>)</b>	$ts_2 = 1,5 \text{ s}$

**Tabla 17** Parámetros impuestos para la simplificación del sistema.

$$Rel0 \rightarrow -1,496865207 = -1 + 0,05 \cdot Ki_{2z} + Kp_{2z} \quad (\text{Ec. 75})$$

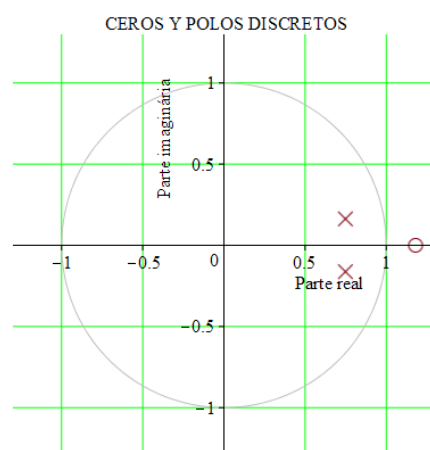
$$Rel1 \rightarrow 0,5866462194 = 0,05 \cdot Ki_{2z} - Kp_{2z}$$

Si se resuelve el sistema anterior (Ec. 75), se obtienen los siguientes resultados (Tabla 18):

Constante proporcional del secundario ( $Kp_{2z}$ )	$Kp_{2z} = -0,542$
Constante integral del secundario ( $Ki_{2z}$ )	$Ki_{2z} = 0,898$

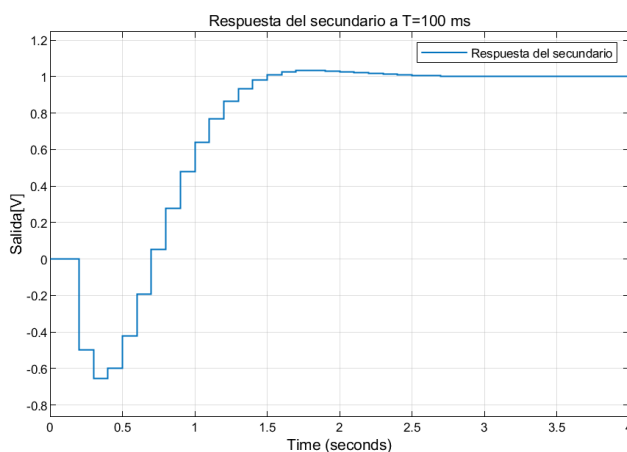
**Tabla 18** Resultados obtenidos de la sintonización del secundario para  $T = 100 \text{ ms}$ .

A continuación, se representan las localizaciones del cero como los polos (Figura 69):



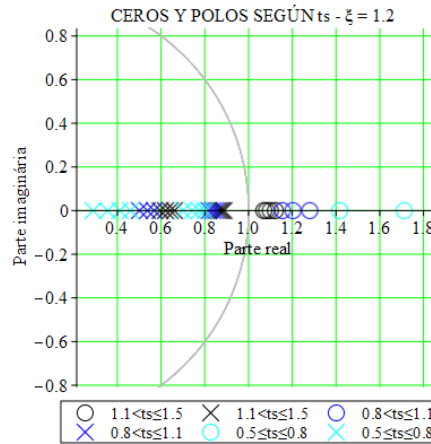
**Figura 69** Ceros y polos discretos del sistema en el plano unitario para  $T = 100 \text{ ms}$ . (Fuente: Propia)

En el diagrama de ceros y polos (Figura 69) se puede ver que, para los parámetros impuestos anteriormente, han situado un cero fuera del círculo unitario. Si se traslada dicha localización al plano S (Figura 20) correspondería al semi plano derecho. En (Tabla 13) se han detallado los efectos de los ceros en función de su localización en el plano. Así pues, la ralentización al inicio de la respuesta (Figura 70) es debida a este.



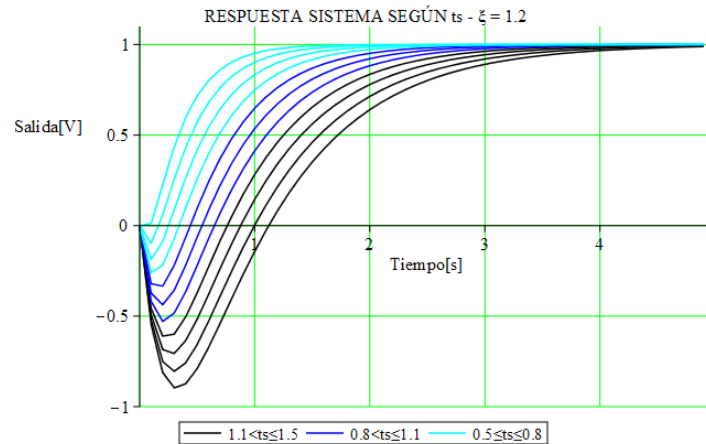
**Figura 70** Respuesta obtenida del secundario para  $T = 100 \text{ ms}$ . (Fuente: Propia)

Naturalmente, la respuesta anterior no puede darse como válida. Por este motivo se ha procedido a la realización de un estudio que tiene como objetivo determinar, para diferentes valores de amortiguamiento y tiempos de estabilización, aquella combinación de constantes  $Kp'_{2z}$  y  $Ki'_{2z}$ , que minimizan el efecto del cero en el transitorio. Los resultados obtenidos se resumen en (Figura 71):



**Figura 71** [ $ts_{\max}=-1,5$ ,  $ts_{\min}=0,5$ , Paso=0,1] Ceros y polos discretos para la optimización del secundario a  $T = 100 \text{ ms}$ . (Fuente: Propia)

En (Figura 71) se observa como a medida que el valor del tiempo de establecimiento va disminuyendo, la distancia entre los ceros y los polos aumenta y, por tanto, el efecto de los primeros sobre los segundos se reduce. Además, la parte real entre ambos polos también se incrementa, cosa que favorecerá a la dominancia y a la obtención de una respuesta del tipo primer orden. A continuación, se muestran las respuestas correspondientes (Figura 72):



**Figura 72** [ $ts_{\max}=-1,5$ ,  $ts_{\min}=0,5$ , Paso=0,1] Respuestas del secundario a  $T = 100 \text{ ms}$  para distintas combinaciones de ceros y polos. (Fuente: Propia)

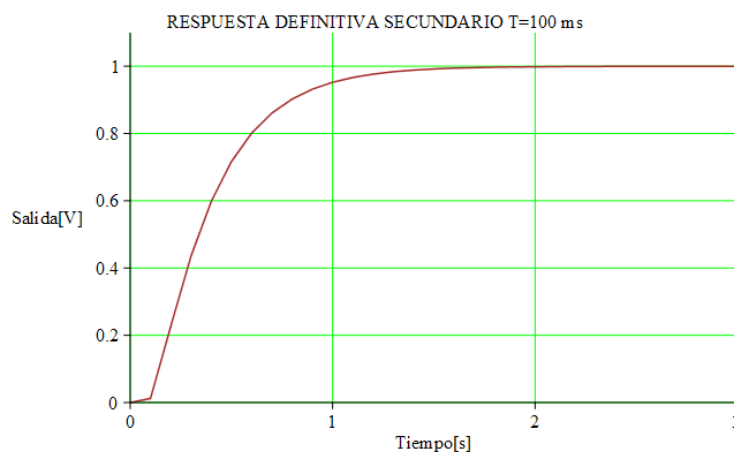
A partir de la (Figura 72), se observa que para un tiempo de establecimiento teórico de  $ts_{2z} = 0,5 \text{ s}$  y un  $\xi = 1,2$ , se consigue una respuesta más típica de primer orden con una estabilización real de un segundo y medio, aproximadamente. En resumen, el efecto del cero sigue teniendo una gran presencia, pero se ha conseguido que el retraso de la respuesta no pase por valores negativos.

Así pues, las constantes definitivas a la respuesta decidida son (Tabla 19):

Constante proporcional del secundario ( $Kp_{2z}$ )	$Kp_{2z} = -0,095$
Constante integral del secundario ( $Ki_{2z}$ )	$Ki_{2z} = 2,14$

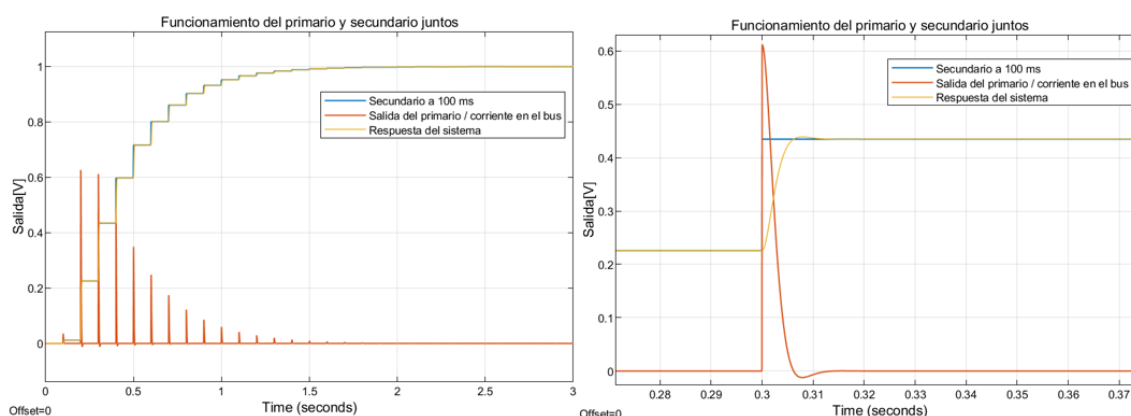
**Tabla 19** Constantes definitivas del secundario a  $T = 100 \text{ ms}$ .

Y la respuesta final obtenida es (Figura 73):



**Figura 73** Respuestas del secundario definitiva a  $T = 100 \text{ ms}$ . (Fuente: Propia)

Anteriormente, se ha hablado del seguimiento entre las trayectorias del primario y secundario en relación al tiempo de establecimiento del primero y el tiempo de muestreo del segundo. Teniendo en cuenta que la salida del PI del secundario afecta a la entrada del primario, en la (Figura 74) puede verse como el primario, una vez estabilizado, no actúa hasta nueva orden del secundario.



**Figura 74** Funcionamiento conjunto del primario a  $T = \frac{1}{40000} \text{ s}$  y el secundario a  $T = 100 \text{ ms}$ . (Fuente: Propia)



## 5.4. Control terciario

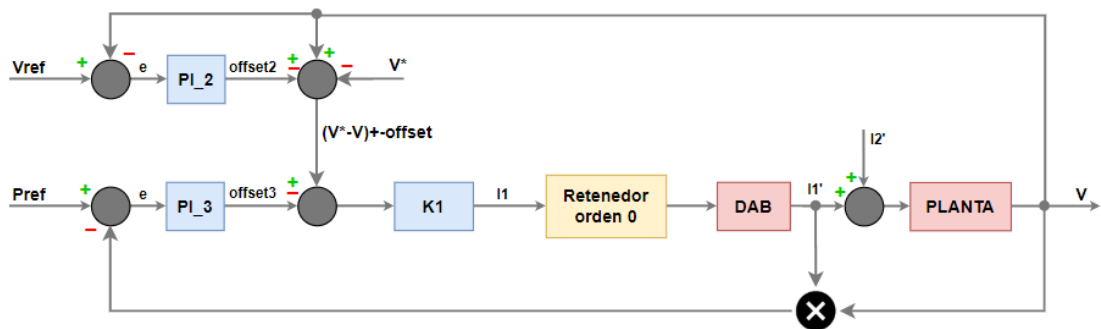
### 5.4.1. Concepto teórico

Anteriormente, se ha descrito el primer lazo de control como una relación directa entre la tensión del bus DC y la corriente que entrega cada convertidor. Por su parte, el secundario correspondía a un controlador PI encargado de corregir posibles errores entre la tensión de referencia y la tensión real.

El control terciario tiene como principal objetivo la distribución de potencias entre los nodos y según las necesidades. El funcionamiento de este se basa en un PI por su objetivo de alcanzar la potencia de referencia respecto la que está entregando el convertidor. Cabe destacar que, el control terciario siempre se aplicará a todos los convertidores de la microrred exceptuando uno (denominado *Slack*), ya que este último se autodeterminará según la potencia ordenada al resto de nodos y la carga total conocida ( $V_{bus} \cdot I_{pert}$ ). En (Ec. 76) se ejemplifica para una microrred DC con dos convertidores y un inversor.

$$P_{total} = P_{DAB1} + P_{DAB2} \rightarrow P_{DAB2} = P_{total} - P_{DAB1} \quad (\text{Ec. 76})$$

La figura (Figura 75) muestra el diagrama completo con todos los lazos de control de la microrred.



**Figura 75** Diagrama de bloques del sistema completo con los tres lazos de control (Fuente: Propia)

El PI del terciario desplaza una de las rectas del *droop* un valor *offset3* (Figura 76), con el objetivo de que el convertidor correspondiente entregue la corriente resultante en función de la potencia deseada para ese nodo. Como consecuencia, la posición de la curva restante también se modificará por la actuación simultánea del secundario para mantener la tensión del bus en la referencia. Tal y como sucedía con el secundario, éste también se ejecuta de forma centralizada.

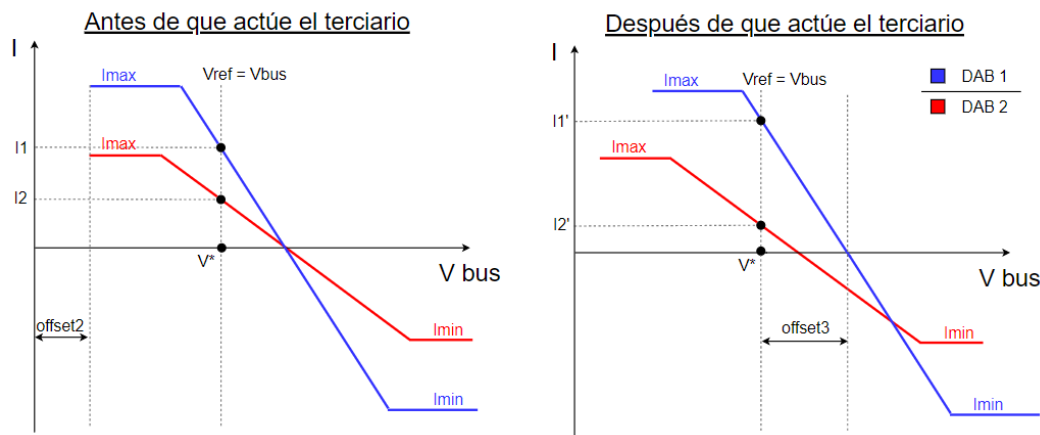


Figura 76 Representación de la funcionalidad del terciario (Fuente: Propia)

#### 5.4.2. Discretización y análisis en tiempo discreto, $T = 1/40k$ s

Para el diseño del terciario se introducirán algunas simplificaciones que facilitarán el análisis del sistema:

- Respetando la tipología de sistemas *SISO*, se considerará el bloque total del secundario como una perturbación (Figura 77).
- Por otra parte, el tercer lazo se diseñará con un tiempo de establecimiento suficientemente más lento respecto al secundario para asumir que la tensión del bus estará estabilizada al valor referente al inicio de la respuesta del terciario. Este hecho permite eliminar el producto de la realimentación si se sustituye la función de la planta por una ganancia, el valor de la cual será la tensión de referencia del secundario (Figura 78).
- Finalmente, se hallarán unas nuevas constantes para  $T = 100$  ms en base al mismo argumento explicado para el secundario.

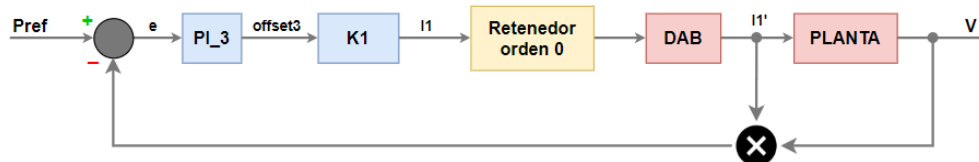


Figura 77 Simplificación del sistema considerando el secundario como una perturbación (Fuente: Propia)

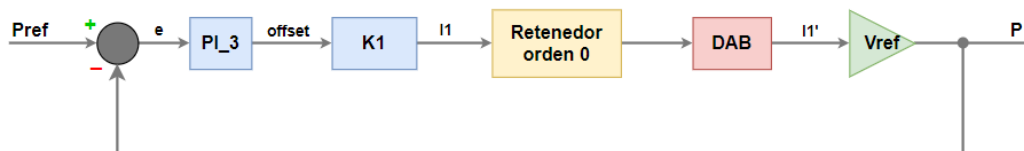


Figura 78 Sistema simplificado y definitivo para el diseño del control terciario (Fuente: Propia)

La discretización del DAB se realizará mediante el *Zero Order Hold*, mientras que el PI por aproximación bilineal (4.5). Debe tenerse en cuenta que  $K1_z$  y  $V_{ref}$  mantienen la misma expresión en el dominio Z.

$$DAB(z) = \frac{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} \cdot z - 1} \quad (\text{Ec. 77})$$

$$PI_3(z) = \frac{(Ki_{3z}T + 2Kp_{3z}) \cdot z + Ki_{3z}T - 2Kp_{3z}}{2 \cdot (z - 1)}$$

A partir de las ecuaciones definidas en (Ec. 77) y el sistema mostrado en (Figura 78) se pueden obtener las expresiones de lazo abierto  $LA(z)$  y de lazo cerrado  $LC(z)$  (Ec. 78).

$$LA(z) = PI_3(z) \cdot K1_z \cdot DAB(z) \cdot V_{ref} = \frac{\left( K1_z \cdot \left( e^{\frac{T}{\tau}} - 1 \right) V_{ref} (Ki_{3z}T + 2Kp_{3z}) \right) \cdot z + K1_z \left( e^{\frac{T}{\tau}} - 1 \right) V_{ref} (Ki_{3z}T - 2Kp_{3z})}{2e^{\frac{T}{\tau}} \cdot z^2 + (-2 - 2e^{\frac{T}{\tau}}) \cdot z + 2} \quad (\text{Ec. 78})$$

$$LC(z) = \frac{LA(z)}{1 + LA(z)}$$

La  $LC(z)$  resultante determina que la respuesta del sistema vendrá dada por un cero y dos polos. El polinomio característico del sistema se define en (Ec. 79).

$$PC_{3z} = z^2 + A \cdot z + B$$

Donde,

$$A = \frac{V_{ref} K1_z e^{\frac{T}{\tau}} Ki_{3z}T - V_{ref} K1_z Ki_{3z}T + 2V_{ref} K1_z e^{\frac{T}{\tau}} Kp_{3z} - 2V_{ref} K1_z Kp_{3z} - 2e^{\frac{T}{\tau}} - 2}{2e^{\frac{T}{\tau}}} \quad (\text{Ec. 79})$$

$$B = \frac{V_{ref} K1_z e^{\frac{T}{\tau}} Ki_{3z}T - V_{ref} K1_z Ki_{3z}T - 2V_{ref} K1_z e^{\frac{T}{\tau}} Kp_{3z} + 2V_{ref} K1_z Kp_{3z} + 2}{2e^{\frac{T}{\tau}}}$$

La sintonización del sistema se plantea a partir de dos polos reales  $p1$  y  $p2$ . El segundo de estos se cancelará con el cero para obtener una respuesta de primer orden, mientras que el primero se situará próximo al círculo imaginario con el fin de marcar una dinámica lenta.

A partir del numerador de la ecuación de  $LA(z)$  expresada en (Ec. 79) se puede deducir la localización del cero (Ec. 80):

$$Numerador_{LA(z)} = 0 \rightarrow z = \text{cero}_z = -\frac{Ki_{3z}T - 2Kp_{3z}}{Ki_{3z}T + 2Kp_{3z}} \quad (\text{Ec. 80})$$

Se puede observar que la posición del cero y, consecuentemente, la de  $p_2$ , vendrán definidas por una relación entre ambas constantes. Por otra parte, se puede expresar el polinomio característico a partir de dos polos reales (Ec. 81):

$$Ec_{caract}(z) = (z - p_1) \cdot (z - p_2) = z^2 + (-p_1 - p_2) \cdot z + p_1 p_2 \quad (\text{Ec. 81})$$

Si se pretende anular la dinámica de  $p_2$ , este debe igualarse a la localización del cero (Ec. 82):

$$p_2 = \text{cero}_z = -\frac{Ki_{3z} T - 2 Kp_{3z}}{Ki_{3z} T + 2 Kp_{3z}} \quad (\text{Ec. 82})$$

$$Ec_{caract}(z) = z^2 + \left( -p_1 + \frac{Ki_{3z} T - 2 Kp_{3z}}{Ki_{3z} T + 2 Kp_{3z}} \right) \cdot z - \frac{p_1 \cdot (Ki_{3z} T - 2 Kp_{3z})}{Ki_{3z} T + 2 Kp_{3z}}$$

Según (Ec. 81) y (Ec. 82), se pueden definir las siguientes relaciones (Ec. 83):

$$\begin{aligned} Rel0 &\rightarrow -p_1 + \frac{Ki_{3z} T - 2 Kp_{3z}}{Ki_{3z} T + 2 Kp_{3z}} \\ &= \frac{V_{ref} K1_z e^{\frac{T}{\tau}} Ki_{3z} T - V_{ref} K1_z Ki_{3z} T + 2 V_{ref} K1_z e^{\frac{T}{\tau}} Kp_{3z} - 2 V_{ref} K1_z Kp_{3z} - 2 e^{\frac{T}{\tau}} - 2}{2 e^{\frac{T}{\tau}}} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 83})$$

$$Rel1 \rightarrow \frac{p_1 \cdot (Ki_{3z} T - 2 Kp_{3z})}{Ki_{3z} T + 2 Kp_{3z}} = \frac{V_{ref} K1_z e^{\frac{T}{\tau}} Ki_{3z} T - V_{ref} K1_z Ki_{3z} T - 2 V_{ref} K1_z e^{\frac{T}{\tau}} Kp_{3z} + 2 V_{ref} K1_z Kp_{3z} + 2}{2 e^{\frac{T}{\tau}}}$$

De entre las incógnitas  $p_1$ ,  $Kp_{3z}$  y  $Ki_{3z}$ , se ha optado por posicionar el polo. Sabiendo que la precisión de los valores en tiempo discreto es mucho más importante que en continuo, resulta más sencillo dimensionar la subida de la respuesta en el plano S y luego trasladarlo al plano Z mediante  $z = e^{Ts}$ .

La ecuación característica de un sistema de primer orden en tiempo continuo puede escribirse como (Ec. 84):

$$\tau_3 \cdot s + 1 = 0$$

Donde,

- $\tau_3 = \text{constante de tiempo del terciario.}$

(Ec. 84)

Sabiendo que en un tiempo de 0.3 segundos (Figura 66) el secundario ha actuado y dando cierto margen pensando en las saturaciones que deberán incluirse en las simulaciones finales, se establece (Ec. 85):

$$\tau_3 = 0,7 \text{ segundos}$$

Por tanto, el polo  $p_1$  en S y Z queda situado en:

(Ec. 85)

$$s = -\frac{1}{\tau_3} = -\frac{1}{0,7} = -1,4 \rightarrow z = e^{Ts} = e^{\frac{1}{40000} \cdot (-1,4)} = 0,999965$$

En la siguiente (Tabla 20) se muestran el resto de los valores a sustituir en (Ec. 83):

<b>Polo real (<math>p_1</math>)</b>	$p_1 = 0,999965$
<b>Tiempo de muestreo (<math>T</math>)</b>	$T = \frac{1}{40000} \text{ s}$
<b>Constante de tiempo del DAB (<math>\tau</math>)</b>	$\tau = 1 \cdot 10^{-3} \text{ s}$
<b>Ganancia del DAB1 (<math>K_{1z}</math>)</b>	$K_{1z} = 1,83$
<b>Tensión de referencia (<math>V_{ref}</math>)</b>	$V_{ref} = 760 \text{ V}$

**Tabla 20** Valores conocidos para la simplificación del sistema

Actualizando las relaciones, se obtiene (Ec. 86):

$$Rel0 \rightarrow \frac{-4,999825 K_{i_{3z}} + 399986 K_{p_{3z}}}{5 K_{i_{3z}} + 400000 K_{p_{3z}}} = 0,00042962612 K_{i_{3z}} - 34,370089 K_{p_{3z}} + 0,9753099120 \quad (\text{Ec. 86})$$

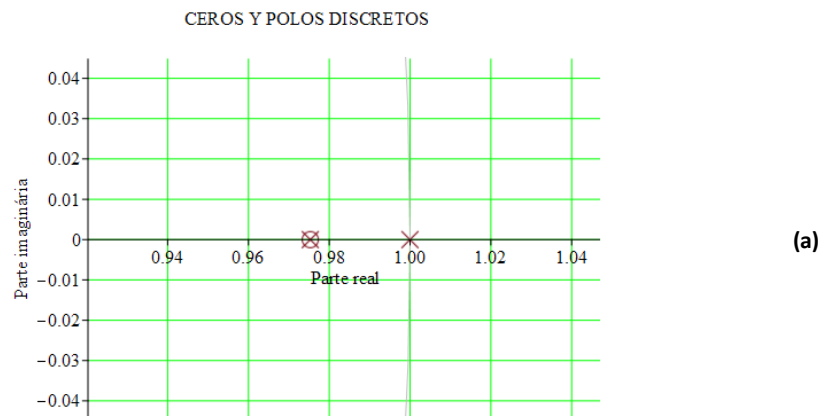
$$Rel1 \rightarrow \frac{0,000175 K_{i_{3z}} - 799986 K_{p_{3z}}}{5 K_{i_{3z}} + 400000 K_{p_{3z}}} = 0,00042962612 K_{i_{3z}} + 34,370089 K_{p_{3z}} - 1,975309912$$

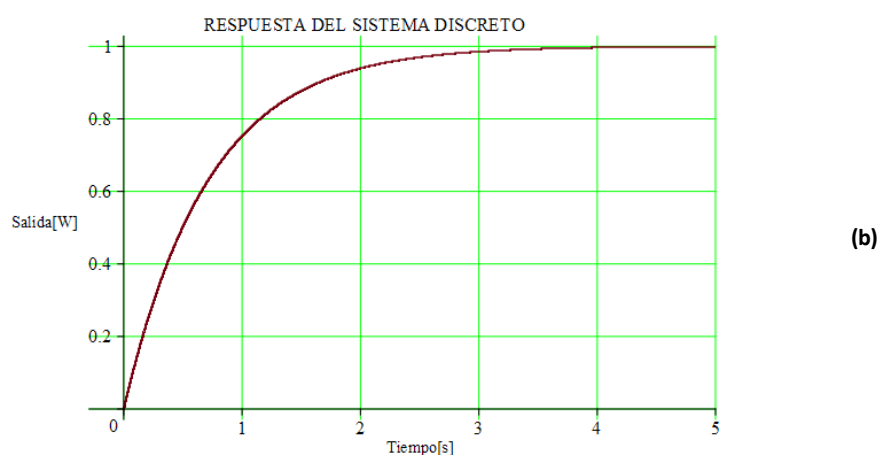
Finalmente, puede resolverse el sistema para las constantes  $K_{p_{3z}}$  y  $K_{i_{3z}}$  (Tabla 21).

<b>Constante proporcional del terciario (<math>K_{p_{3z}}</math>)</b>	$K_{p_{3z}} = 1 \cdot 10^{-6}$
<b>Constante integral del terciario (<math>K_{i_{3z}}</math>)</b>	$K_{i_{3z}} = 0,001$

**Tabla 21** Resultandos correspondientes a las constantes del control terciario

Una vez determinados todos los parámetros de la función de transferencia del sistema, pueden representarse los ceros y polos en el lugar de las raíces discreto (Figura 79a), así como la respuesta del sistema frente a un escalón unitario (Figura 79b):





**Figura 79 (a)** Localización de los ceros y polos en el lugar de las raíces. **(b)** Respuesta del sistema frente a una entrada escalón. (Fuente: Propia)

Por último, se resumen en la (Tabla 22) todos los valores de las distintas constantes del primario, secundario y terciario del control jerárquico para  $T = \frac{1}{40000}$  s.

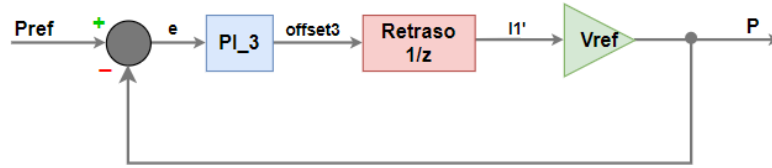
<b>Ganancia del DAB 1 (<math>K1_z</math>)</b>	$K1_z = 1,83$
<b>Ganancia del DAB 2 (<math>K2_z</math>)</b>	$K2_z = 1,10$
<b>Constante proporcional del secundario (<math>Kp_{2_z}</math>)</b>	$Kp_{2_z} = 0,4$
<b>Constante integral del secundario (<math>Ki_{2_z}</math>)</b>	$Ki_{2_z} = 39,856$
<b>Constante proporcional del terciario (<math>Kp_{3_z}</math>)</b>	$Kp_{3_z} = 1 \cdot 10^{-6}$
<b>Constante integral del terciario (<math>Ki_{3_z}</math>)</b>	$Ki_{3_z} = 0,001$

**Tabla 22** Constantes definitivas de los controles primario, secundario y terciario para un tiempo de muestreo de  $T = \frac{1}{40000}$  s

### 5.4.3. Discretización y análisis en tiempo discreto, $T = 100$ ms

Por la misma razón que el secundario, el terciario no requiere una gran velocidad de muestreo, debido a su funcionalidad y los tiempos de establecimiento que maneja.

La sintonización del tercer lazo de control a  $T = 100$  ms sigue el mismo razonamiento que el del secundario correspondiente, pero debe tenerse en cuenta que el voltaje del bus se considera estabilizado al inicio de su respuesta. Así pues, el lazo de control a analizar es (Figura 80):



**Figura 80** Sistema a analizar del terciario para un tiempo de muestreo de  $T = 100$  ms. (Fuente: Propia)

Sabiendo que la discretización del terciario se realiza por aproximación bilineal, la función de transferencia de lazo cerrado  $LC(z)$  que define el sistema es (Ec. 87):

$$LA(z) = PI_3(z) \cdot Retraso(z) \cdot V_{ref} \quad (\text{Ec. 87})$$

$$LC(z) = \frac{LA(z)}{1 + LA(z)} = \frac{V_{ref} \cdot (Ki_{3z} T + 2 Kp_{3z}) \cdot z + V_{ref} \cdot (Ki_{3z} T - 2 Kp_{3z})}{2 z^2 + (V_{ref} Ki_{3z} T + 2 V_{ref} Kp_{3z} - 2) \cdot z + V_{ref} Ki_{3z} T - 2 V_{ref} Kp_{3z}}$$

Por tanto, el polinomio característico puede definirse (Ec. 88).

$$PC_{3z} = z^2 + \frac{(V_{ref} Ki_{3z} T + 2 V_{ref} Kp_{3z} - 2)}{2} \cdot z + \frac{V_{ref} Ki_{3z} T}{2} - V_{ref} Kp_{3z} \quad (\text{Ec. 88})$$

Teniendo en cuenta que el sistema obtenido es de segundo orden y que la respuesta que se quiere obtener es del tipo de primer orden, se sintonizará el sistema para un par de polos reales  $p1$  y  $p2$  (Ec. 89):

$$Ec_{caract}(z) = (z - p1) \cdot (z - p2) = z^2 + (-p1 - p2) \cdot z + p1 p2 \quad (\text{Ec. 89})$$

Así pues, se pueden establecer las siguientes relaciones (Ec. 90):

$$Rel0 \rightarrow p1 \cdot p2 = \frac{V_{ref} Ki_{3z} T}{2} - V_{ref} Kp_{3z} \quad (\text{Ec. 90})$$

$$Rel1 \rightarrow -p1 - p2 = \frac{(V_{ref} Ki_{3z} T + 2 V_{ref} Kp_{3z} - 2)}{2}$$

Sustituyendo los valores de la (Tabla 23) se pueden reescribir dichas relaciones (Ec. 91):

<b>Tensión de referencia (<math>V_{ref}</math>)</b>	$V_{ref} = 760 \text{ V}$
<b>Tiempo de muestreo (<math>T</math>)</b>	$T = 0,1 \text{ s}$

**Tabla 23** Valores conocidos para la simplificación del sistema

$$\begin{aligned} \text{Rel0} &\rightarrow p1 \cdot p2 = 38 \cdot Ki_{3z} - 760 \cdot Kp_{3z} & (\text{Ec. 91}) \\ \text{Rel1} &\rightarrow -p1 - p2 = 38 \cdot Ki_{3z} + 760 \cdot Kp_{3z} - 1 \end{aligned}$$

Como se puede observar en (Ec. 91) deben imponerse dos parámetros para hacer posible la resolución del sistema. Por el análisis hecho a  $T = \frac{1}{40000}$  se intuye que la constante proporcional es de orden pequeño y, además, debido a que se desea una dinámica bastante lenta, uno de los polos deberá dominar y situarse cerca del límite real positivo que impone el círculo unitario (Tabla 24).

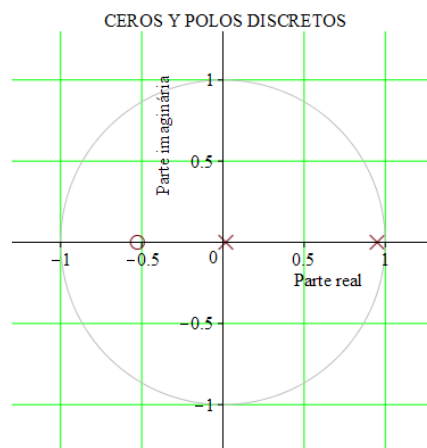
<b>Constante proporcional del terciario (<math>Kp_{3z}</math>)</b>	$Kp_{3z} = 0,00001$
<b>Polo real (<math>p1</math>)</b>	$p1 = 0,95$

**Tabla 24** Valores impuestos de la función de transferencia

Si se resuelve para (Ec. 91) en función de  $Ki_{3z}$  y  $p2$  se obtienen los siguientes resultados (Tabla 25) y (Figura 81):

<b>Polo real (<math>p2</math>)</b>	$p2 = 0,01785$
<b>Constante integral del terciario (<math>Ki_{3z}</math>)</b>	$Ki_{3z} = 0,00065$

**Tabla 25** Resultados correspondientes a la constante integral y al segundo polo real



(a)





**Figura 81 (a)** Localización de los ceros y polos en el lugar de las raíces. **(b)** Respuesta del sistema frente a una entrada escalón. (Fuente: Propia)

Finalmente, se muestran las constantes definitivas del secundario y terciario para  $T = 100 \text{ ms}$  (Tabla 26).

Constante proporcional del secundario ( $Kp_{2_z}$ )	$Kp_{2_z} = -0,095$
Constante integral del secundario ( $Ki_{2_z}$ )	$Ki_{2_z} = 2,14$
Constante proporcional del terciario ( $Kp_{3_z}$ )	$Kp_{3_z} = 0,00001$
Constante integral del terciario ( $Ki_{3_z}$ )	$Ki_{3_z} = 0,00065$

**Tabla 26** Constantes definitivas de los controles primario, secundario y terciario para un tiempo de muestreo de  $T = 100 \text{ ms}$

## 6. Validación del diseño

Una vez determinadas las constantes de los controles primario, secundario y terciario (Tabla 27) debe validarse que juntos, funcionan correctamente.

Ganancia del DAB 1 ( $K1_z$ )	$K1_z = 1,83$
Ganancia del DAB 2 ( $K2_z$ )	$K2_z = 1,10$
Kp del secundario ( $Kp_{2_z}$ ) para $T = \frac{1}{40000} \text{ s}$	$Kp_{2_z} = 0,4$
Ki del secundario ( $Ki_{2_z}$ ) para $T = \frac{1}{40000} \text{ s}$	$Ki_{2_z} = 39,856$
Kp del secundario ( $Kp_{2_z}$ ) para $T = 100 \text{ ms}$	$Kp_{2_z} = -0,095$
Ki del secundario ( $Ki_{2_z}$ ) para $T = 100 \text{ ms}$	$Ki_{2_z} = 2,14$
Kp del terciario para ( $Kp_{3_z}$ ) para $T = \frac{1}{40000} \text{ s}$	$Kp_{3_z} = 1 \cdot 10^{-6}$
Ki del terciario ( $Ki_{3_z}$ ) para $T = \frac{1}{40000} \text{ s}$	$Ki_{3_z} = 0,001$
Kp del terciario ( $Kp_{3_z}$ ) para $T = 100 \text{ ms}$	$Kp_{3_z} = 0,00001$
Ki del terciario ( $Ki_{3_z}$ ) para $T = 100 \text{ ms}$	$Ki_{3_z} = 0,00065$

**Tabla 27** Constantes definitivas de los controles primario, secundario y terciario.

## 6.1. Simulación del sistema completo

### 6.1.1. Hipótesis en la modelización de convertidores

La simulación de convertidores puede realizarse de distintas formas. Un modelo detallado resulta más laborioso, ya que tiene en cuenta las conmutaciones e implica un mayor tiempo de procesado. Por el contrario, un modelo promediado resulta más sencillo de aplicar al representar las partes DC de los convertidores mediante fuentes de corriente controladas. Esta segunda opción, será la usada en el caso de estudio. En base a lo explicado, la microrred se verá simplificada tal y como se muestra a continuación (Figura 82):

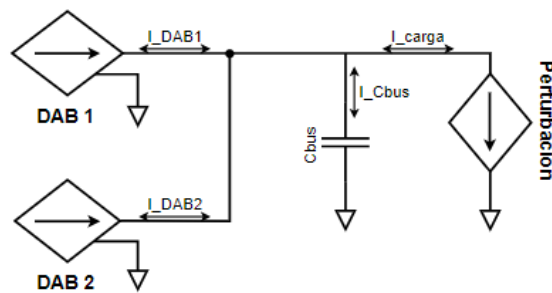


Figura 82 Modelo promediado de la microrred DC. (Fuente: Propia)

### 6.1.2. Bloques del sistema en Simscape

*Simscape* es una herramienta de *Matlab & Simulink* ampliamente usada en el desarrollo de sistemas de control, la cual permite la creación de modelos físicos basados en conexiones entre diagramas de bloques. En base a (Figura 82) se presenta el modelo que se usará para las simulaciones.

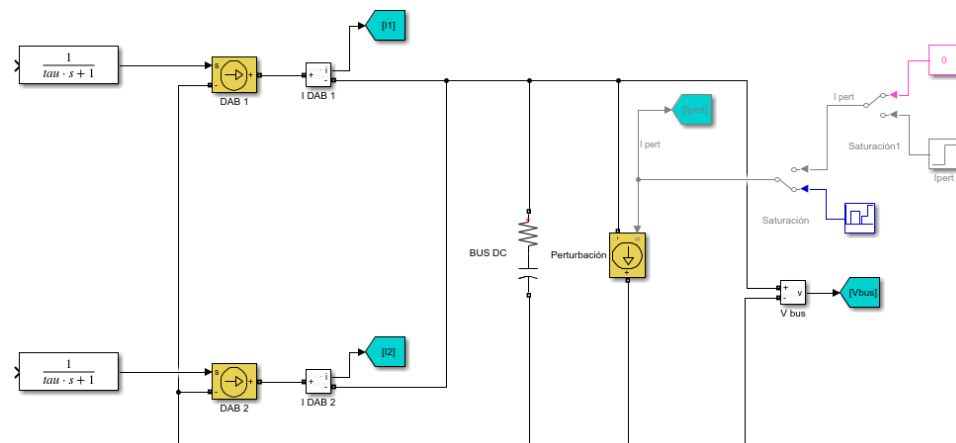


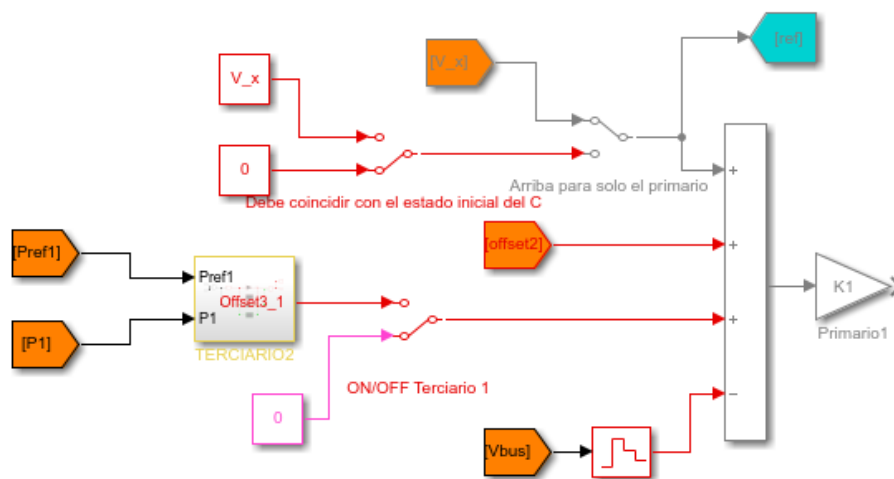
Figura 83 Modelo promediado de la microrred DC implementado en Simulink. (Fuente: Propia)

En la (Figura 83) puede observarse la presencia de las dos fuentes de corriente controladas que representan a cada uno de los DAB. Además, se encuentran junto al filtro digital (5.2.2) que define el lazo de corriente del convertidor. La fuente de corriente restante hace referencia a la corriente de perturbación o carga. Finalmente, la planta del bus se define por un sistema RC (Tabla 28):

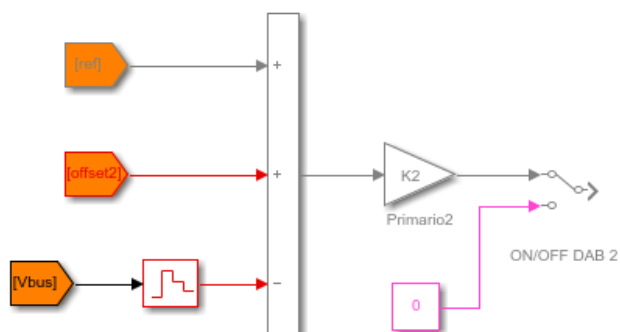
<b>Resistencia parásita del bus DC (<math>R_{bus}</math>)</b>	$R_{bus} = 1 \cdot 10^{-3} \Omega$
<b>Condensador del bus DC (<math>C_{bus}</math>)</b>	$C_{bus} = 7,2 \cdot 10^{-3} F$

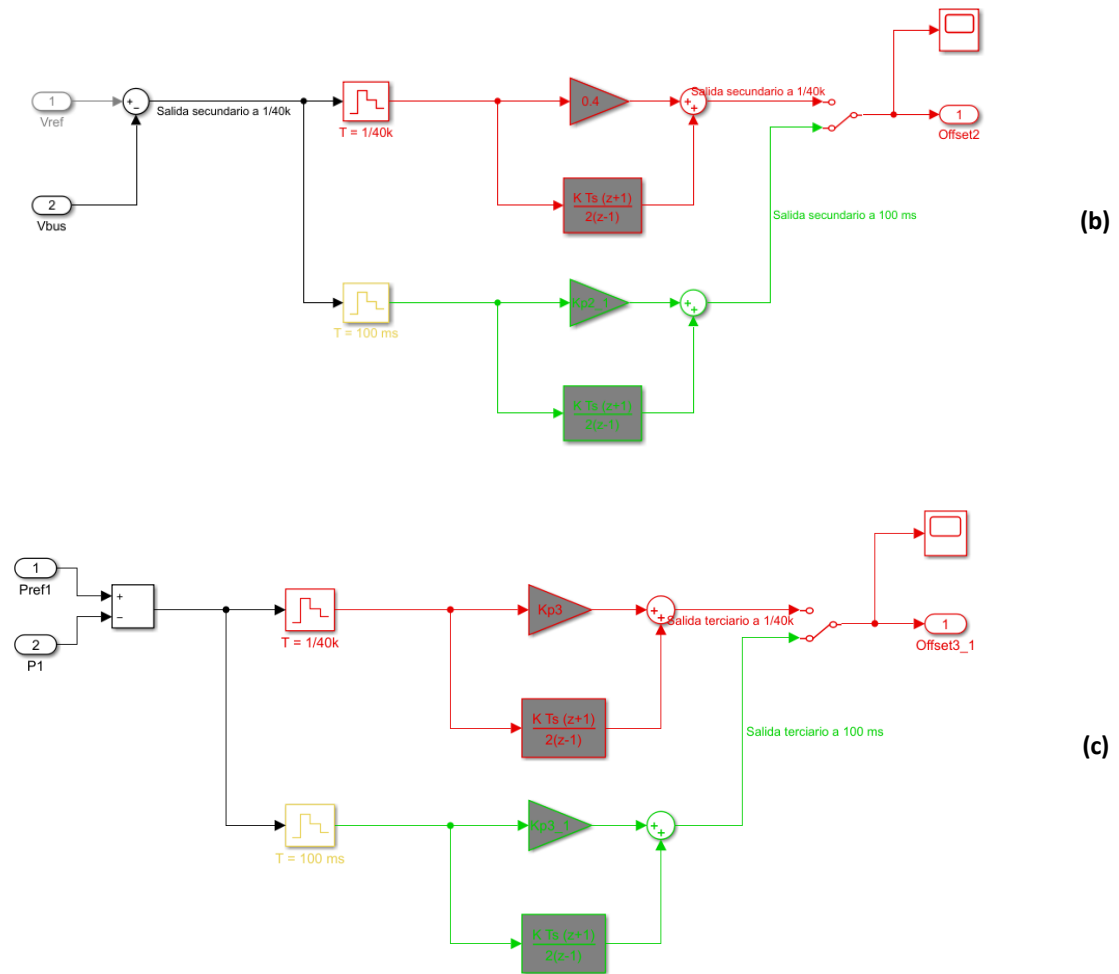
**Tabla 28** Valores de los parámetros del bus DC.

Seguidamente, se presentan los bloques correspondientes a los controladores (Figura 84):



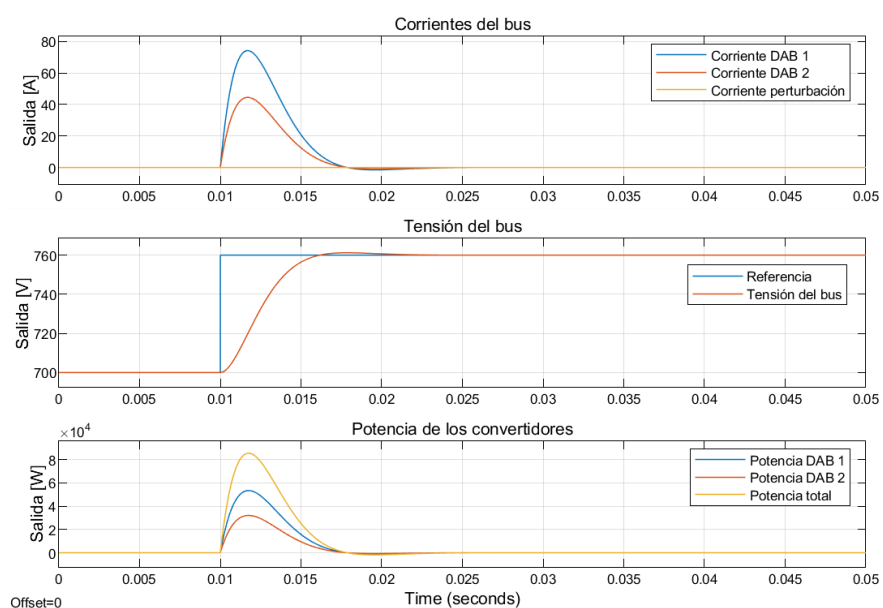
(a)



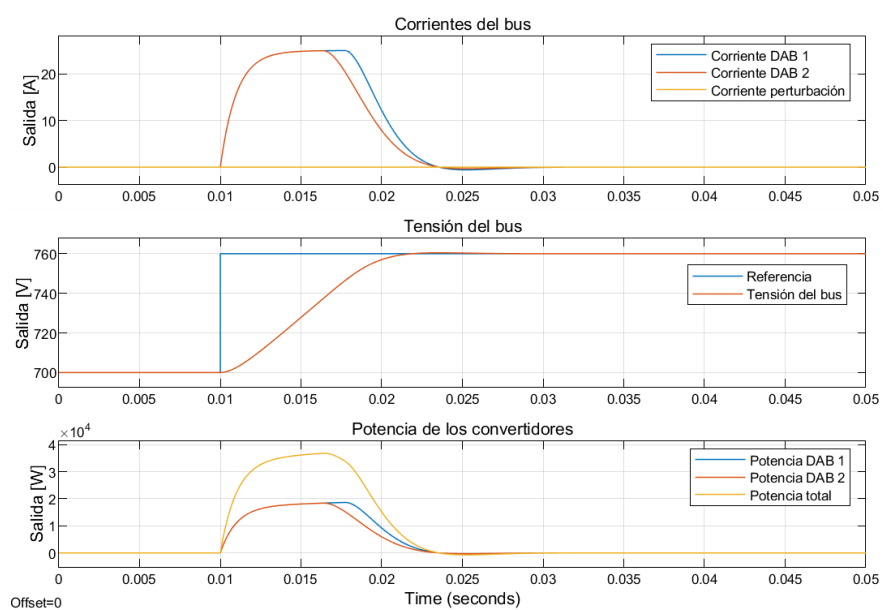


**Figura 84** (a) Bloques generales del sistema de control. (b) PI del secundario para distintos tiempos de muestreo. (c) PI del terciario para distintos tiempos de muestreo. (Fuente: Propia)

Durante el diseño de los controladores (5), con el objetivo de mantener la linealidad del sistema, no se han tenido en cuenta las saturaciones. El estudio se realizó suponiendo que los nodos podían entregar toda la potencia requerida para alcanzar las referencias provenientes de los controladores superiores. Aun así, hay unos límites (5.2.3) que determinarán los bloques de saturación (uno para cada nodo) en las simulaciones que seguirán. Este hecho afectará a las respuestas de tensiones, corrientes y, por tanto, potencias del primario, secundario y terciario (Figura 85).



(a)



(b)

**Figura 85 (a)** Respuesta del primario en términos de corrientes, tensiones y potencias sin tener en cuenta la saturación. **(b)** Respuesta del primario en términos de corrientes, tensiones y potencias teniendo en cuenta la saturación. (Fuente: Propia)

### 6.1.3. Presentación de los bloques de simulaciones

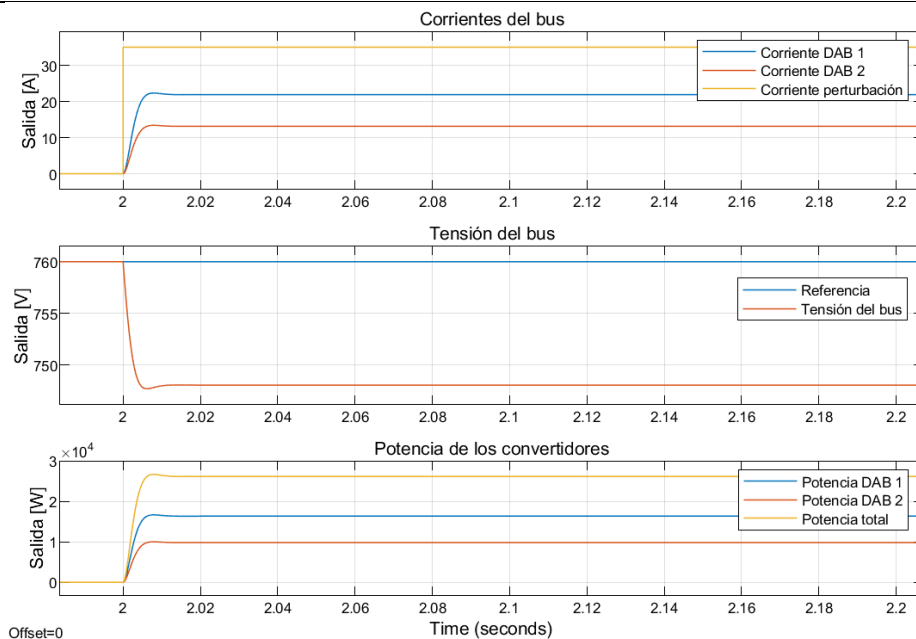
Los subapartados (6.1.4) y (6.1.5) mostrarán, siguiendo el mismo orden, todas las simulaciones realizadas, las cuales representan posibles situaciones reales de funcionamiento de la microrred. El objetivo de ellas es el de observar si los controladores que han sido diseñados por separado funcionan sin interferirse mutuamente. Además, cada bloque de simulaciones estará formado por tres gráficas; las corrientes participantes, el estado de la tensión del bus y las potencias que entrega cada convertidor.

1. El primer bloque de gráficas presentará el efecto de una corriente de perturbación cuando actúa solo el primario en comparación a cuando lo hace este junto al secundario.
2. Generalmente, la tensión de referencia del secundario  $V_{ref}$  será el valor nominal (760 V para el caso de estudio). Aun así, puede haber situaciones que requieran una distinta. Este bloque representará el comportamiento del bus frente a un cambio de referencia del secundario.
3. El tercero graficará la redistribución de potencias al 50% por nodo provocada por la actuación del control terciario.
4. El último bloque de resultados reflejará el funcionamiento normal del bus al contar solamente con el primario o con los tres lazos de control.

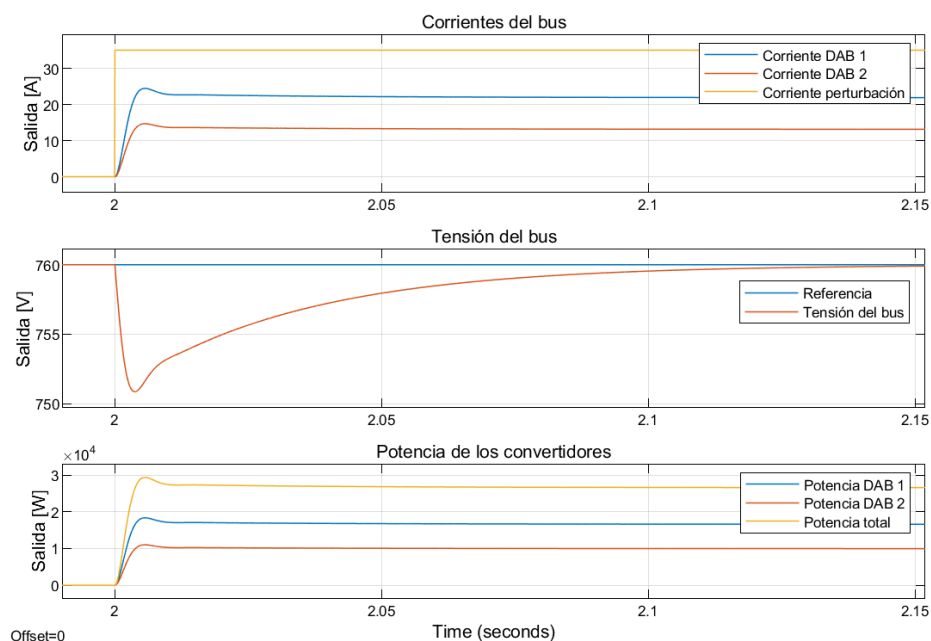
### 6.1.4. Resultados para el secundario y terciario a $T = 1/40k$

Siguiendo lo explicado en el apartado (6.1.3), se presentan los resultados obtenidos:

#### 1. Efecto de una corriente de perturbación



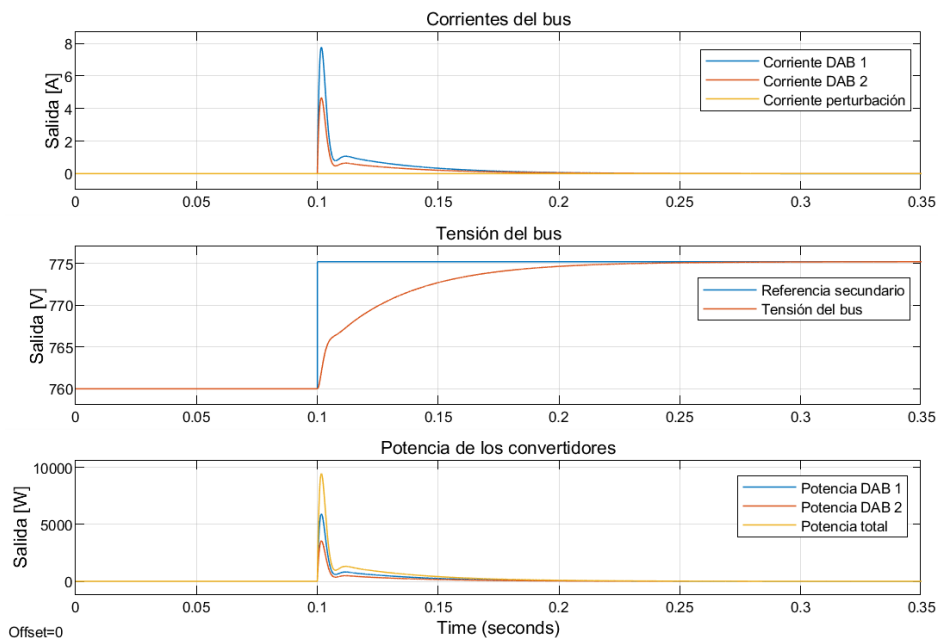
(a)



(b)

**Figura 86 (a)** Efecto de una corriente de perturbación con el primario. **(b)** Efecto de una corriente de perturbación con el primario y secundario. (Fuente: Propia)

## 2. Cambio de referencia del secundario



**Figura 87** Cambio de referencia de la tensión del secundario. (Fuente: Propia)



### 3. Efecto del terciario

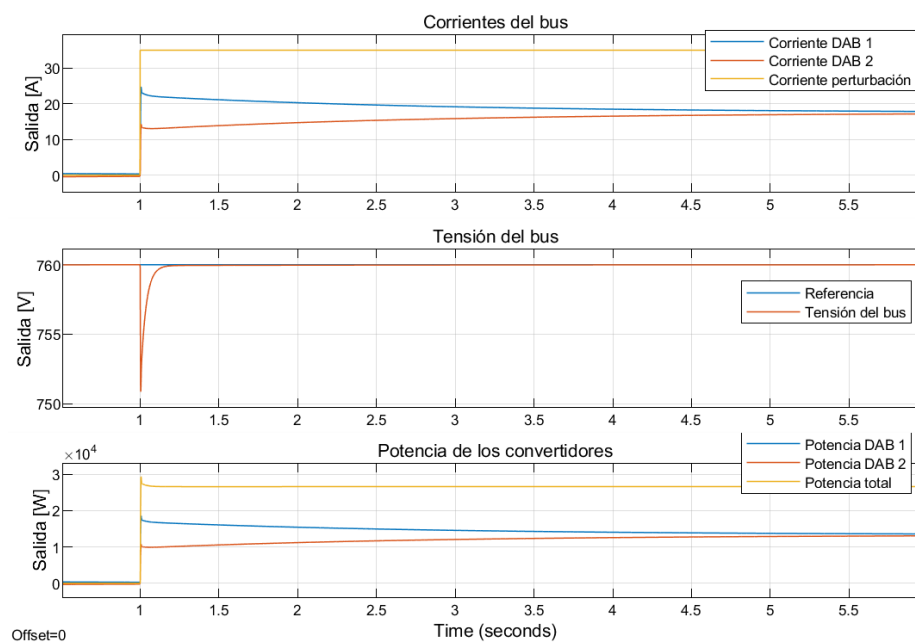
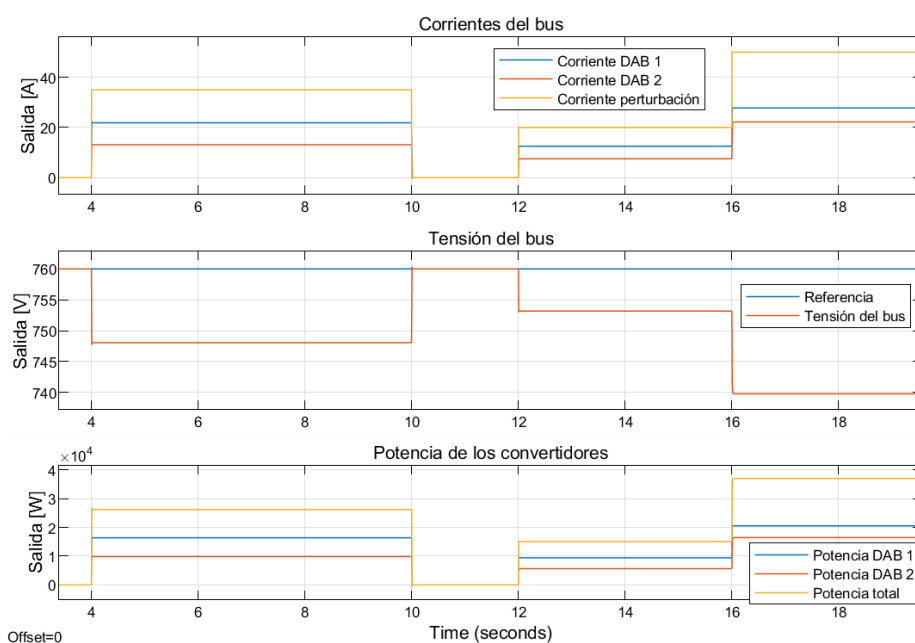
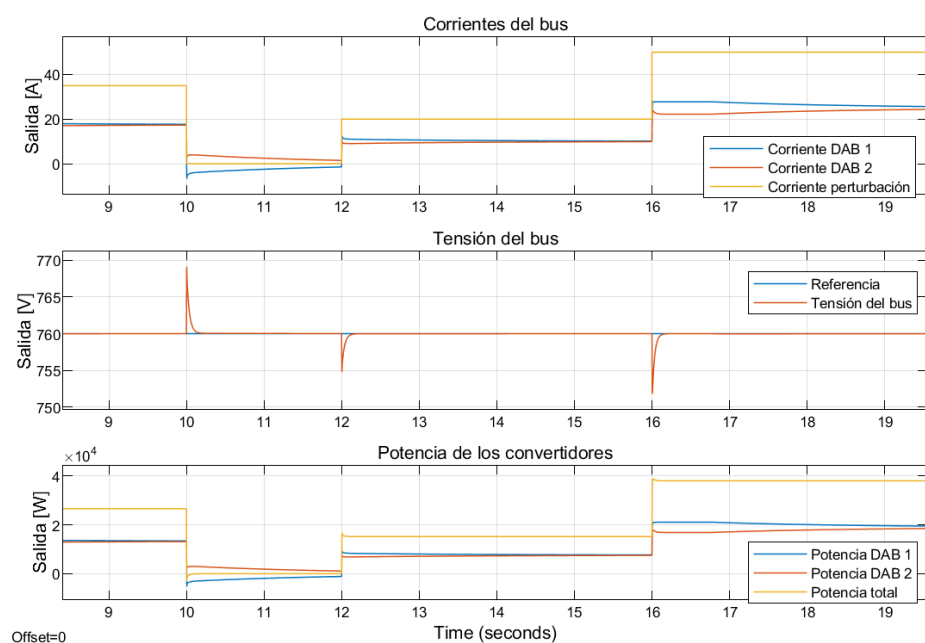


Figura 88 Efecto del terciario en la distribución de potencias. (Fuente: Propia)

### 4. Respuesta del bus frente a una secuencia de perturbaciones



(a)



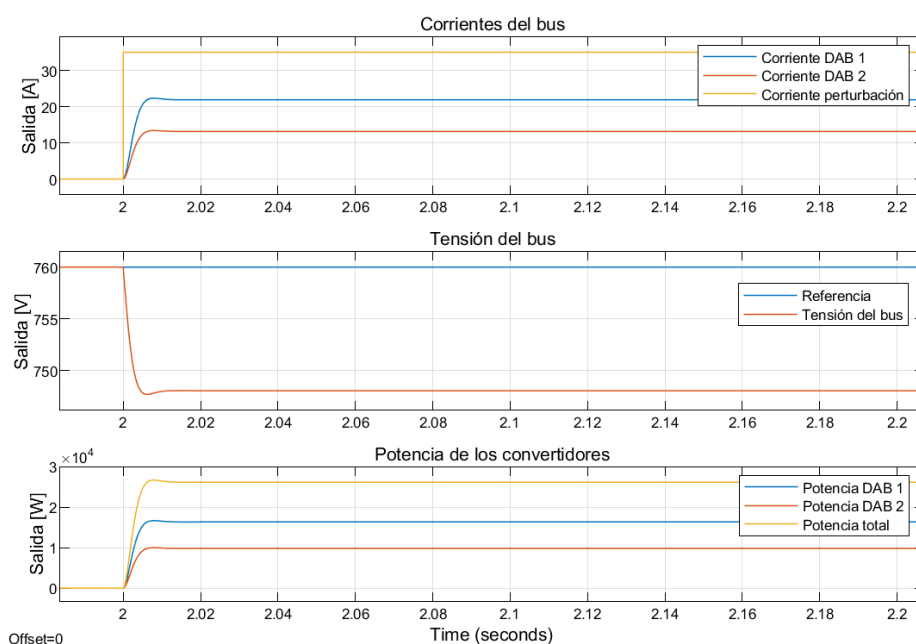
(b)

**Figura 89 (a)** Dinámica “real” del bus con el primario. **(b)** Dinámica “real” del bus con el primario, secundario y terciario. (Fuente: Propia)

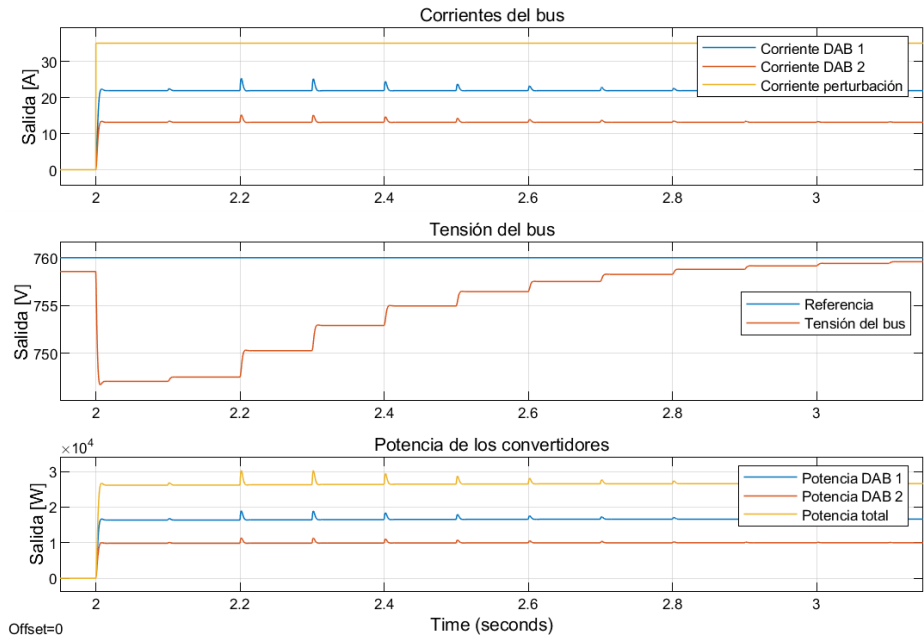
### 6.1.5. Resultados para el secundario y terciario a $T = 100$ ms

Siguiendo lo explicado en el apartado (6.1.3), se presentan los siguientes resultados:

#### 1. Efecto de una corriente de perturbación



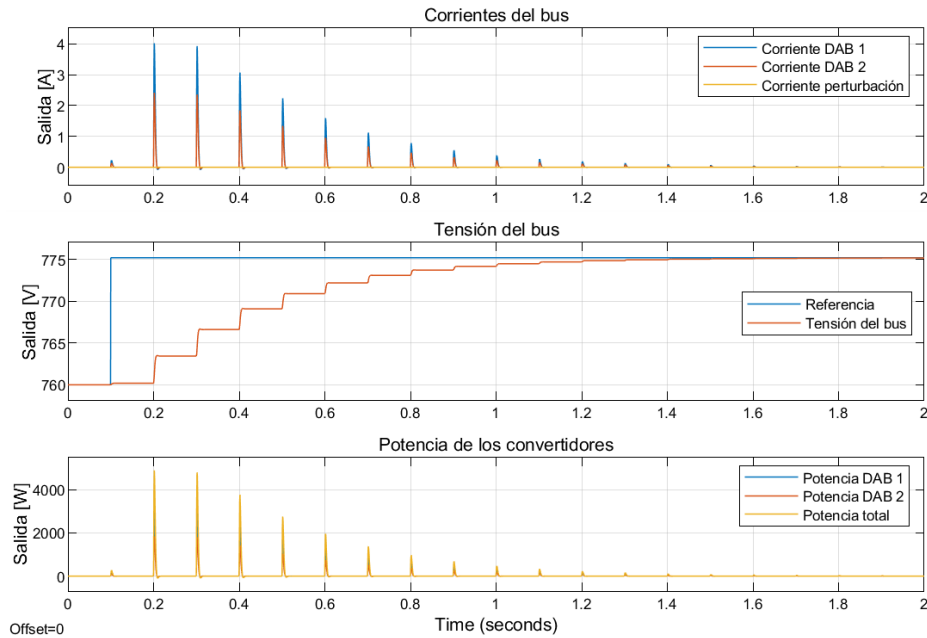
(a)



(b)

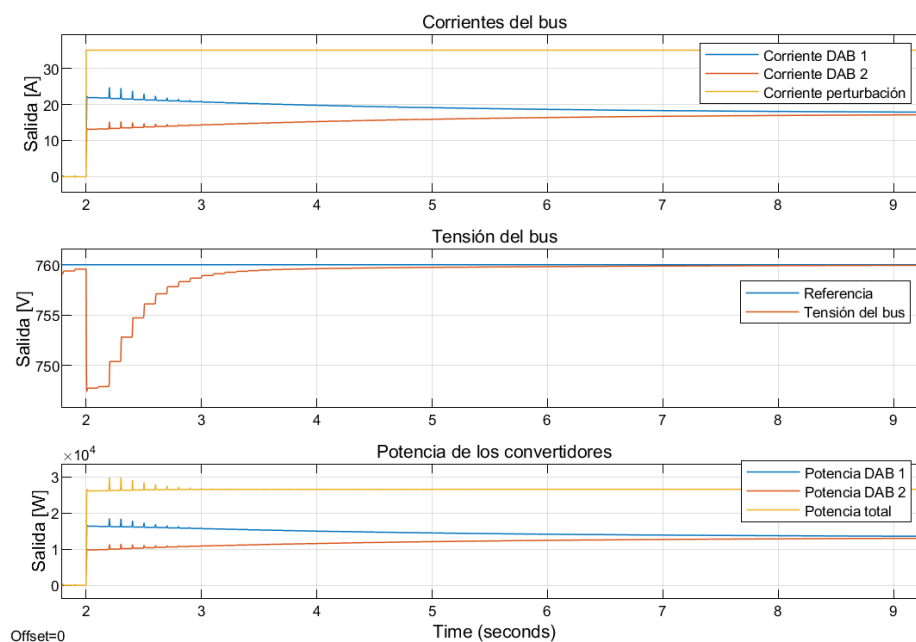
**Figura 90 (a)** Efecto de una corriente de perturbación con el primario. **(b)** Efecto de una corriente de perturbación con el primario y secundario. (Fuente: Propia)

## 2. Cambio de referencia del secundario



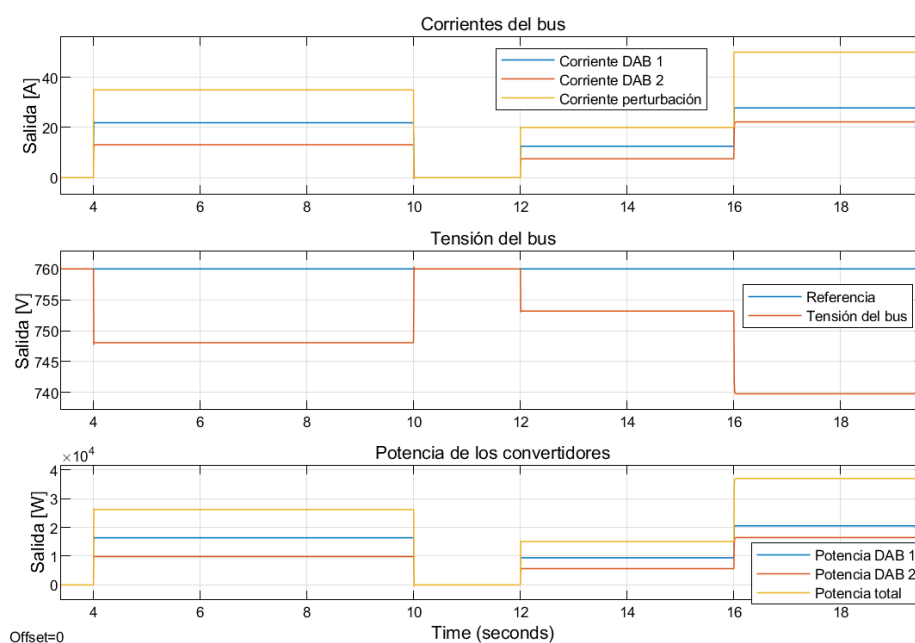
**Figura 91** Cambio de referencia de la tensión del secundario. (Fuente: Propia)

### 3. Efecto del terciario

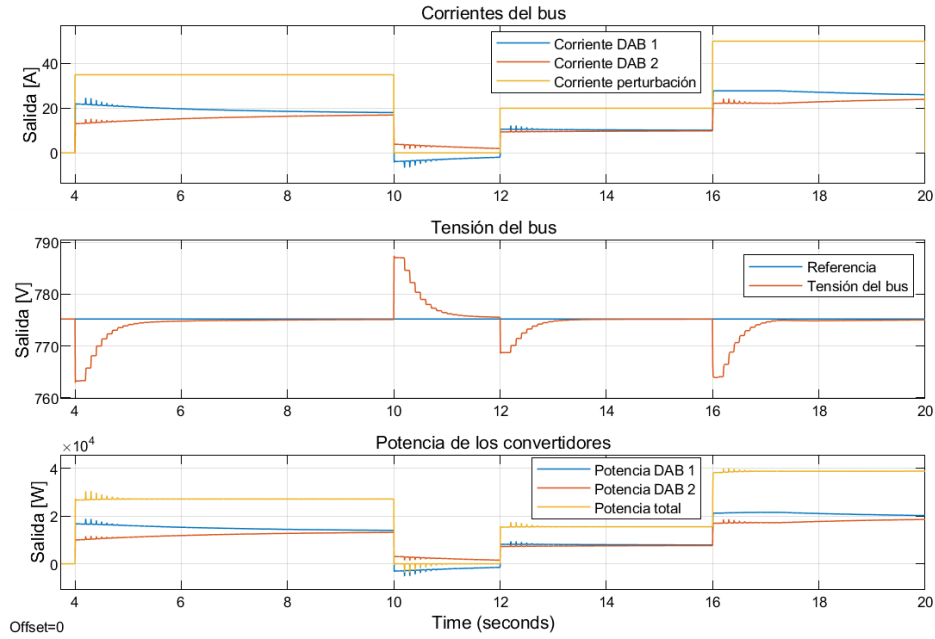


**Figura 92** Efecto del terciario en la distribución de potencias. (Fuente: Propia)

### 4. Respuesta del bus frente a una secuencia de perturbaciones



(a)



(b)

**Figura 93 (a)** Dinámica “real” del bus con el primario. **(b)** Dinámica “real” del bus con el primario, secundario y terciario. (Fuente: Propia)

### 6.1.6. Conclusiones de los resultados obtenidos

A partir de los resultados presentados en los dos capítulos (6.1.4) y (6.1.5), se pueden sacar las siguientes conclusiones:

#### 1. Efecto de una corriente de perturbación

Las corrientes de perturbaciones son habituales en cualquier microrred y por ello debe asegurarse que el control actúa para mantener la tensión del bus deseada. En las (Figura 86a) y (Figura 90a), las cuales corresponden a la única actuación del primario, puede verse como el error en estado estacionario no es nulo. La (Figura 48) estableció una proporción entre  $I_{pert}$  y la caída de tensión del bus, la cual puede comprobarse para este caso (Ec. 92):

$$\begin{aligned}
 1 \text{ A} &\rightarrow \Delta V = \pm 0,34 \text{ V} \\
 I_{pert} = 35 \text{ A} &\rightarrow \Delta V_{bus} = \Delta V \cdot I_{pert} = 35 \cdot 0,34 = 11,9 \text{ V} \\
 V'_{bus} &= V_{busnom} - \Delta V = 760 - 11,9 = 748,1 \text{ V}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 92}$$

Las (Figura 86b) y (Figura 90b) muestran la corrección del secundario hasta recuperar la tensión de referencia. Aunque la señal pasa de un tiempo de establecimiento del orden de milisegundos a dos segundos en función de si el secundario funciona a  $T = \frac{1}{40000}$  o  $T = 100 \text{ ms}$ , y se podría haberle exigido más velocidad porque el margen temporal entre el primario estabilizado y la siguiente muestra es grande (Figura 74), no resulta crítico por la propia funcionalidad del secundario ya explicada en (5.3).

## 2. Cambio de referencia del secundario

Ciertas situaciones pueden demandar una tensión distinta a la nominal ( $V_{ref} \neq V_{bus_{nom}}$ ). Las gráficas correspondientes (Figura 87) y (Figura 91) a este punto de los apartados (6.1.4) y (6.1.5), muestran este cambio. La diferencia entre ellas es el tiempo que tardan en alcanzar la nueva referencia y puede argumentarse de la misma forma que las (Figura 86b) y (Figura 90b) del caso previo. Además, si se comparan con las (Figura 66) y (Figura 73), respectivamente, se observa la gran similitud en las respuestas.

## 3. Efecto del terciario

Tal y como se ha explicado en el subapartado (5.4) la misión del control terciario es redistribuir las potencias en función de la gestión energética que se desee en cada momento. Las (Figura 88) y (Figura 92) son un buen ejemplo para observar la operación de los tres controladores en paralelo.

- Con el bus estabilizado a la tensión nominal, en  $t = 2 \text{ s}$  hay una  $I_{pert}$ , la cual provoca una caída de tensión en el bus.
- Empiezan a actuar los tres niveles del control en paralelo, aunque el efecto del primario es casi instantáneo. Por tanto, en  $t + ts_{primario}$  los convertidores entregan una corriente según  $K1_z$  o  $K2_z$ , respectivamente.
- A la vez, el secundario y el terciario están actuando para reestablecer la tensión del bus en  $V_{ref}$  y tener una distribución de potencias al 50% por nodo.
- En  $t + ts_{secundario}$  la tensión del bus es corregida mientras que en  $t + ts_{terciario}$  ambos convertidores entregan la misma potencia consiguiendo el reparto de potencias deseado.

## 4. Respuesta del bus frente a una secuencia de perturbaciones

Las gráficas correspondientes a los cuatro puntos tratan de representar una situación real en la cual entran en juego varios niveles de perturbación. El papel importante que desarrolla el secundario se ve claramente comparando las (Figura 89) y (Figura 93), ya que en las primeras de ellas la tensión del bus se ha desviado respecto a la referencia. Por el contrario, en las segundas se ve claramente como el segundo lazo de control va corrigiendo constantemente los posibles errores de tensión en el bus y, además, se le suma el terciario con una distribución de potencias entre nodos al 50%.

## **7. Impacto ambiental**

Una de las mayores ventajas de las microrredes es la posibilidad de implementar nodos responsables de la generación de energía eléctrica a partir de recursos renovables, como los paneles fotovoltaicos o la mini eólica. Aun así y por el momento, en el caso que se ha estudiado, solo se contaba con dos baterías debido a la aplicación para la cual está pensada.

El objetivo de la microrred estudiada es ofrecer flexibilidad a la red principal de distribución permitiendo que las baterías se recarguen cuando la producción de energía es mayor a la esperada o el precio/kWh es menor, o suministren energía cuando los consumos aumentan de forma inesperada evitando una posible puesta en marcha de otras centrales quizá más contaminantes.

Si bien es cierto que el uso de las baterías no genera contaminación, la obtención de las materias primas, la fabricación, transporte y reciclaje de estas no puede considerarse favorable a la emisión de gases de efecto invernadero. Aun así, para valorar el impacto ambiental total de las baterías, debería tenerse en cuenta un análisis de ciclo de vida (LCA) y, de esta forma, obtener una visión global de su huella de carbono en función de su vida útil, utilización y ahorro de emisiones provocado por utilizar las baterías en lugar de otras fuentes no-renovables. Aun así, este análisis no forma parte del objetivo principal de este trabajo, pero si cabe destacar que, en un proyecto europeo H2020 previo, se desarrolló un análisis LCA para validar el impacto ambiental del uso de baterías para añadir flexibilidad a la red en horas pico. El resultado fue óptimo para países como, España, Bulgaria o Alemania [24] cuyos mixes energéticos aún tiene una presencia importante de fuentes no-renovables.

Finalmente, cabe destacar que, el concepto de microrred aporta una nueva alternativa para cualquier consumidor que desee crear una pequeña red particular basada en recursos renovables, así como integrándola con sistemas de carga de vehículos eléctricos.





## Conclusiones y futuras propuestas

Las etapas de control son una herramienta indispensable a la hora de garantizar el buen funcionamiento de cualquier sistema. Los rápidos avances tecnológicos permiten a los microcontroladores trabajar a unas frecuencias muy elevadas y es por ello por lo que la mayoría de los estudios se realizan desde el punto de vista de sistemas de control en tiempo continuo, ya que sus metodologías son más sencillas.

Aun así, ciertas circunstancias pueden determinar la necesidad de analizarlo desde la perspectiva discreta, pero esta cuestión no puede resumirse en una respuesta afirmativa o negativa, ya que depende de factores que no deben obviarse. A continuación, se resumen por puntos:

### **1. El muestreador y el retenedor**

---

La correcta discretización del sistema pasa por tener en cuenta la presencia de muestreadores y de retenedores, los cuales, inevitablemente, afectarán a la función de transferencia final del sistema añadiendo ceros y polos que deberán tenerse en cuenta durante el análisis. Los capítulos (5.2.4) y (5.2.5) son un ejemplo de ello. Los resultados obtenidos pueden considerarse equivalentes cuando la frecuencia de ejecución y muestreo es elevada, pero las constantes resultantes tienen ciertas diferencias debidas a la inclusión de un tiempo de muestreo y un retenedor en el segundo de los casos.

### **2. El tiempo de muestreo**

---

En el capítulo (5.2.6) del trabajo muestra la importancia del valor de  $T$ . En el sistema de estudio, existe un valor de tiempo de discretización a partir del cual las constantes continuas no garantizarán la estabilidad del sistema ni el comportamiento deseado. Por ello, existen diferencias considerables entre las constantes resultantes (Tabla 27) para distintos  $T$ .

La conclusión anterior no puede generalizarse para todos los sistemas y es difícil saber qué valor de  $T$  delimitará la validez de las constantes continuas en un controlador discreto, ya que esto dependerá del sistema de estudio. Un estudio en tiempo discreto puede validar un comportamiento preciso al del objetivo del diseño y/o evitar problemas inesperados a largo plazo por transitorios que exceden los límites previstos.

### **3. Limitaciones físicas del sistema**

---

Si bien es cierto que los microcontroladores actuales tienen altas prestaciones y, en ciertos casos de estudio, pueden considerarse muy próximas y equivalentes al tiempo continuo, en otros puede que la planta que se desea controlar, los requerimientos del lazo de control o que las capacidades de los

componentes físicos del sistema limiten el tiempo de discretización del controlador. Un estudio en tiempo discreto permite ajustar el precio condicionado por las características de los componentes y dando garantías de un funcionamiento óptimo del sistema. Además, puede considerarse un factor importante en producciones a gran escala.

#### **4. Conclusión personal sobre el análisis en tiempo discreto**

Finalmente, me gustaría resumir en dos puntos, la conclusión personal una vez realizado este trabajo:

- Un análisis mediante las metodologías de control discreto no me parece imprescindible siempre y cuando los componentes de la microrred y los protocolos de comunicación usados ofrezcan altas prestaciones que no limiten la velocidad de muestreo de los microcontroladores. Aun así, lo considero recomendable para la detección de posibles errores a corto o largo plazo en la dinámica del sistema.
- Un análisis desde el punto de vista discreto puede dar más validez y garantías a los resultados prácticos y la posibilidad de optimizar un proyecto desde el punto de vista económico ajustando las prestaciones de los componentes a las necesidades.

#### **5. Trabajos futuros**

El estado actual del proyecto compone la ejecución de los tres niveles del control desde un mismo microcontrolador funcionando a una frecuencia de 40 kHz. Teniendo en cuenta que el control secundario y el terciario están pensados para tener tiempos de estabilización del orden de segundos, con tiempos de muestreo mayores y desde una unidad de control ajena, este proyecto podría considerarse como punto de partida para dicha implementación real. De esta forma podría validarse el funcionamiento correcto de las constantes calculadas correspondientes a cada uno de los compensadores.

La teoría del *droop* es muy amplia y muchas veces se considera que las funciones de los controles secundario y terciario se combinan en un mismo lazo de control. Este concepto se estudia en [23] y sería interesante enfocarlo desde el punto de vista discreto.

Por otra parte, los elementos de generación de energía eléctrica a partir de recursos renovables suelen formar parte de las microrredes. Sin embargo, este trabajo no cuenta con ninguno. Estos componentes tienen lazos de control de seguimiento del punto de máxima potencia para optimizar su eficiencia. Este hecho, afectaría a la regulación primaria *droop* de ese nodo perdiendo su linealidad, ya que tendría un tramo correspondiente a la curva característica del MPPT. La inclusión de un nodo de estas características podría ser interesante desde el punto de vista de la propia dinámica energética de la microrred y de un análisis no lineal en tiempo discreto de la regulación primaria.

## Presupuesto

A la hora de analizar el presupuesto del estudio realizado deben tenerse en cuenta ciertos aspectos que harán reducir considerablemente la cantidad total prevista. En primer lugar, cabe mencionar que se trata de un proyecto, cuyo alcance finaliza en la simulación del sistema completo. Por tanto, ningún componente “hardware” entra en juego. Además, en el supuesto caso de querer llevar a cabo pruebas experimentales, se dispone de dicho hardware, el cual forma parte de un proyecto subvencionado por la UE llamado RESOLVD.

Por tanto, el único aspecto del diseño que se considerará, serán todos aquellos programas de cálculo o simulaciones que se han usado para el desarrollo del trabajo. Teniendo en cuenta que el trabajo se ha llevado a cabo durante los últimos 5 meses, los costes de las licencias de software utilizaran este período de tiempo para calcular su amortización. Por otro lado, se determinará el precio humano valorado en 15 €/h.

<b>Ordenador</b>	600 €
<b>Matlab &amp; Simulink (<i>Perpetual license</i>)</b>	2.000 €
<b>Maple (<i>Single-user license</i>)</b>	1.430 €
<b>Paquete Office</b>	70 €
<b>TOTAL software</b>	4.100 €

**Tabla 29** Presupuesto de “software”.

<b>Precio por hora</b>	15 €/h
<b>Horas trabajadas</b>	660 h
<b>TOTAL recursos humanos</b>	9.900 €

**Tabla 30** Presupuesto de recursos humanos.

<b>TOTAL software</b>	4.100 €
<b>TOTAL recursos humanos</b>	9.900 €
<b>TOTAL</b>	14.000 €

**Tabla 31** Presupuesto total.



## Bibliografía

- [1] M. Díaz de la Cruz, «Las energías renovables en el sistema eléctrico español en el 2018», p. 260, 2019, [En línea]. Disponible en: [https://www.ree.es/sites/default/files/11\\_PUBLICACIONES/Documentos/Renovables-2018.pdf](https://www.ree.es/sites/default/files/11_PUBLICACIONES/Documentos/Renovables-2018.pdf).
- [2] «Acuerdo de París | Acción por el Clima». [https://ec.europa.eu/clima/policies/international/negotiations/paris\\_es](https://ec.europa.eu/clima/policies/international/negotiations/paris_es) (accedido may 22, 2020).
- [3] «¿Cuáles son los objetivos que se quieren alcanzar en la COP25?». <https://porelclima.es/equipo/3161-cuales-son-los-objetivos-que-se-quieren-alcanzar-en-la-cop25> (accedido may 22, 2020).
- [4] IEEE Power and Energy Society, *IEEE Standard for the Testing of Microgrid Controllers*. 2018.
- [5] «¿Cuáles son las ventajas de la microrred? | Enel X». [https://www.enelx.com/es/faq/eindustry/Cuáles son las ventajas de la microrred](https://www.enelx.com/es/faq/eindustry/Cuáles%20son%20las%20ventajas%20de%20la%20microrred) (accedido jun. 01, 2020).
- [6] «Las microrredes como herramienta de gestión energética | OpenMind». <https://www.bbvaopenmind.com/ciencia/medioambiente/las-microrredes-como-herramienta-de-gestion-energetica/> (accedido jun. 01, 2020).
- [7] A. Mehrizi-Sani y R. Iravani, «Potential-function based control of a microgrid in islanded and grid-connected modes», *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, n.º 4, pp. 1883-1891, 2010, doi: 10.1109/TPWRS.2010.2045773.
- [8] J. A. Peças Lopes, C. L. Moreira, y F. O. Resende, «Microgrids black start and islanded operation», *15th Power Syst. Comput. Conf. PSCC 2005*, n.º August, pp. 22-26, 2005.
- [9] L. Fernández, E. Gomez, L. Iriarte, y M. Labriet, «Estudio sobre las microrredes y su aplicación a proyectos de electrificación de zonas rurales», *Energía sin Front.*
- [10] H. Lotfi y A. Khodaei, «AC versus DC microgrid planning», *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, n.º 1, pp. 296-304, 2017, doi: 10.1109/TSG.2015.2457910.
- [11] E. Hossain, E. Kabalci, R. Bayindir, y R. Perez, «Microgrid testbeds around the world: State of art», *Energy Convers. Manag.*, vol. 86, n.º October, pp. 132-153, 2014, doi: 10.1016/j.enconman.2014.05.012.
- [12] A. G. Sanchez y M. G. Molina, «Desarrollo e implementación de micro-redes eléctricas de corriente continua con integración de recursos energéticos distribuidos», *Xvi Eriac*, n.º May, 2015.
- [13] H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su, y J. M. Guerrero, «Review of power sharing control strategies for islanding operation of AC microgrids», *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 7, n.º 1, pp.

- 200-215, 2016, doi: 10.1109/TSG.2015.2434849.
- [14] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, y J. M. Guerrero, «DC Microgrids - Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n.º 7, pp. 4876-4891, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2478859.
  - [15] C. Gavriluta, J. I. Candela, C. Citro, J. Rocabert, A. Luna, y P. Rodriguez, «Decentralized primary control of MTDC networks with energy storage and distributed generation», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, n.º 6, pp. 4122-4131, 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2315715.
  - [16] M. Li, Y. Gui, Z. Jin, Y. Guan, y J. M. Guerrero, «A Synchronous-Reference-Frame I-V Droop Control Method for Parallel-Connected Inverters», *2018 Int. Power Electron. Conf. IPEC-Niigata - ECCE Asia 2018*, pp. 2668-2672, 2018, doi: 10.23919/IPEC.2018.8507446.
  - [17] C. Li, S. K. Chaudhary, J. C. Vasquez, y J. M. Guerrero, «Power flow analysis for droop controlled LV hybrid AC-DC microgrids with virtual impedance», *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, vol. 2014-Octob, n.º October, 2014, doi: 10.1109/PESGM.2014.6939887.
  - [18] F. Bordry, «Power converters : definitions , classification and converter topologies», *CAS - Cern Accel. Sch. CLRC Daresbury Lab. Spec. CAS Course Power Convert.*, n.º Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, Toulouse, France, pp. 13-42, 2004.
  - [19] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*, Segunda ed. 1996.
  - [20] «Kronecker delta - Wikipedia». [https://en.wikipedia.org/wiki/Kronecker\\_delta](https://en.wikipedia.org/wiki/Kronecker_delta) (accedido may 22, 2020).
  - [21] C. C. Antón, «Estudi i implementació de la paral·lelització d'inversors treballant com a font de tensió en una microxarxa», p. 143.
  - [22] «About the project – Resolvd Project». <http://resolvd.eu/about-the-project/> (accedido may 23, 2020).
  - [23] L. B. Pousa, «Development and implementation of a unified hierarchical DC droop control scheme for DC microgrids», Universitat Politècnica de Catalunya, 2020.
  - [24] I. Munné-Collado, F. M. Aprà, P. Olivella-Rosell, y R. Villafáfila-Robles, «The potential role of flexibility during peak hours on greenhouse gas emissions: A life cycle assessment of five targeted national electricity grid mixes», *Energies*, vol. 12, n.º 23, 2019, doi: 10.3390/en12234443.
  - [25] «CITCEA-UPC Universitat Politècnica de Catalunya Proyecto MHITO : Diseño de los controles primario , secundario y terciario de la microrred DC para», 2013.
  - [26] K. Ogata, *Ingenieria de Control Moderna*. 2013.
  - [27] E. P. Bermúdez y F. M. Espada, «Fundamentos de control con Matlab». p. 219, 2010, [En línea]. Disponible en: <http://books.google.com.ec/books?id=KbfeZwEACAAJ>.
  - [28] R. R. Lara, «Sistemas digitales de instrumentación y control», 2007.

- [29] «Respuesta de sistemas de control y estabilidad».
- [30] P. R. M. Fernández-cantí, «Sistemas Electrónicos de Control digital», pp. 1-61, 2014, [En línea]. Disponible en:  
[https://www.google.com.co/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=7&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwiF9YWrvbXNAhWDVyYKHfNMDtQQFgg6MAY&url=http://ocw.upc.edu/download.php?file=15015436/sec\\_tema\\_4\\_control\\_digital\\_1314a\\_ocw-5203.pdf&usg=AFQjCNF3gML9iFYoLnPRtOWhlUpq](https://www.google.com.co/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=7&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwiF9YWrvbXNAhWDVyYKHfNMDtQQFgg6MAY&url=http://ocw.upc.edu/download.php?file=15015436/sec_tema_4_control_digital_1314a_ocw-5203.pdf&usg=AFQjCNF3gML9iFYoLnPRtOWhlUpq).
- [31] E. Bertran Albertí, Señales y sistemas de tiempo discreto. 2003.
- [32] V. Mazzone, «Introducción a MATLAB y SIMULINK para Control», *Autom. y Control Ind.*, p. 20, 2002.





